selezione di tecnica radio-tv

5

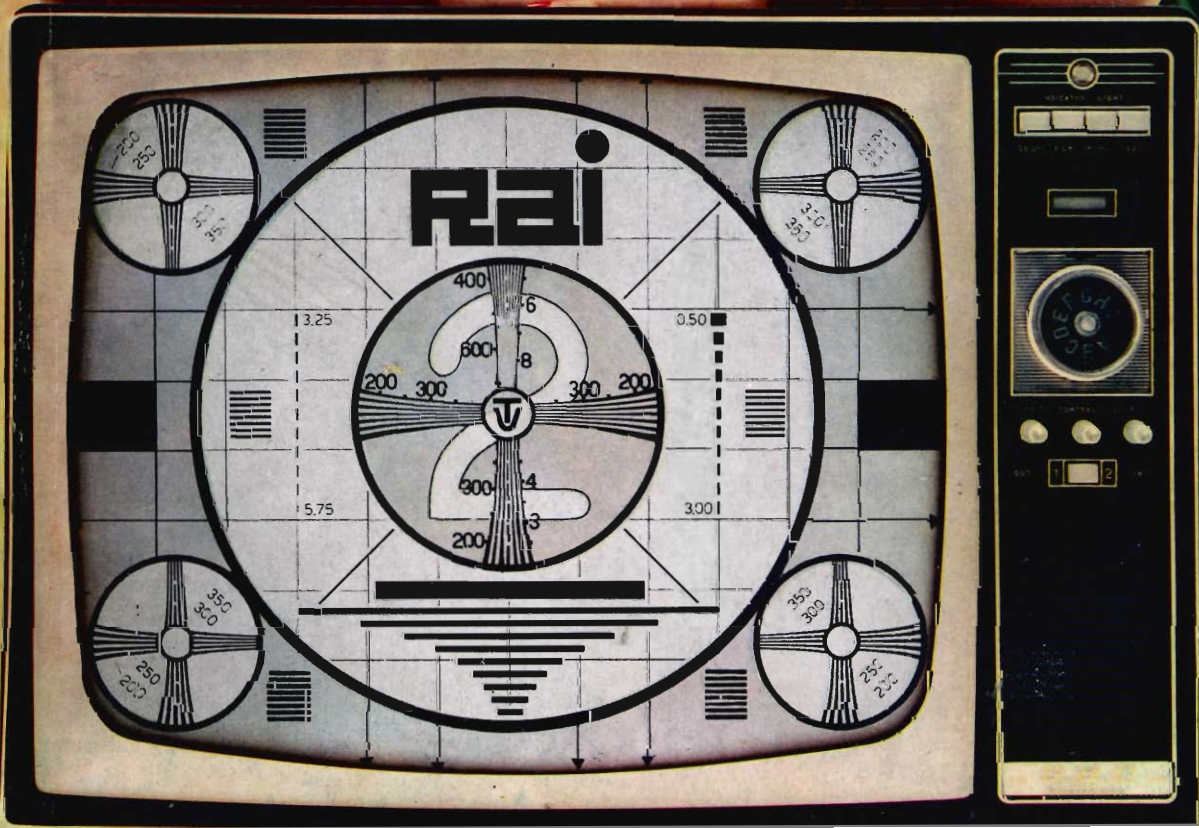
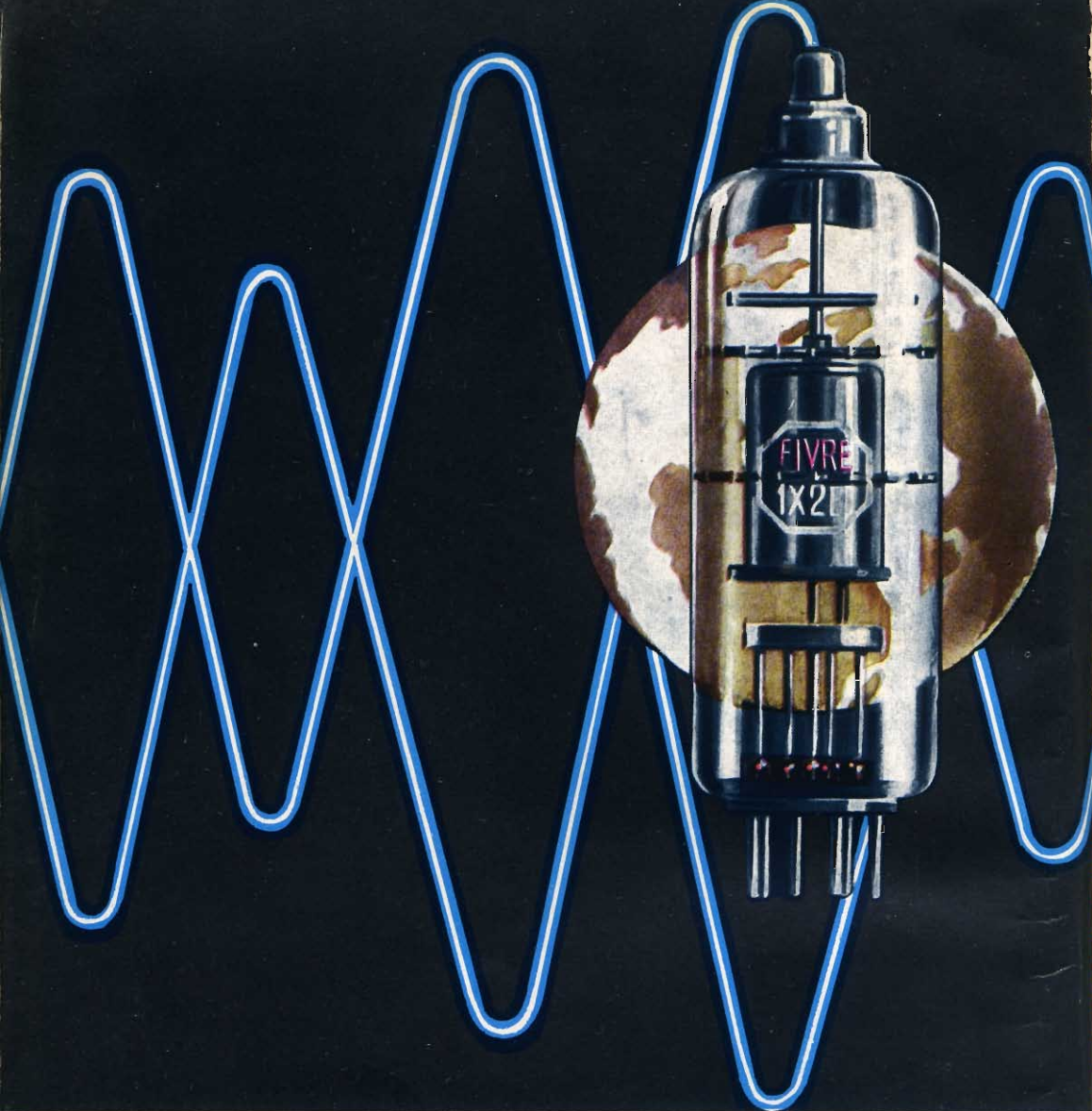
1961

In questo numero:

Elettroscandaglio ad ultrasuoni

Dal germanio grezzo al transistor finito

Il Butoba

Sped. in Abb. Postale - Gruppo IV

- CINESCOPI
- VALVOLE RICEVENTI PER MA/MF-TV
- VALVOLE PER USO TRASMITTENTE, INDUSTRIALE ED ELETTROMEDICALE
- DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO
- TRANSISTOR
- TUBI PER MICROONDE
- QUARZI PIEZOELETTRICI

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S.p.A.

MILANO - VIA GUASTALLA 2 - TEL. 700.335 - 535 - 440

COMUNICATO STRAORDINARIO

UNA GRANDE EVOLUZIONE NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI !!!

La **I.C.E.** sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO mod. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore!

Oltre a ciò e malgrado i continui aumenti dei costi, la **I.C.E.** è riuscita, per l'alto livello raggiunto nell'automazione, a **RIDURRE ANCORA I PREZZI** dei nuovi Tester Analizzatori pur aumentandone ancora notevolmente le caratteristiche tecniche, le portate, le doti estetiche e di robustezza.

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:

IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126 x 85 x 28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (stessa ampiezza dei precedenti modelli 680 B e 630 B pur avendone quasi dimezzato l'ingombro!)

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI (nove campi di misura e 42 portate!)

IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche cento volte superiori alla portata scelta!

Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante, eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca.

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche.

Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile.

Letture Ohmetriche da 1 Ohm fino a 10 Megaohms direttamente con la sola alimentazione della batteria interna da 3 Volts e fino a 100 Megaohms con alimentazione dalla rete luce.

Le indicazioni al fianco delle relative boccole sono eseguite in rosso per tutte le misure in corrente alternata ed in bianco su fondo nero per tutte le misure in corrente continua. Ciò rende ancora più veloce e più semplice l'individuazione della portata che si desidera impiegare e ne riduce notevolmente gli errori di manovra.

Letture dirette di frequenza, di capacità, di potenza d'uscita e di reattanza.

9 CAMPI DI MISURA E 42 PORTATE !!!

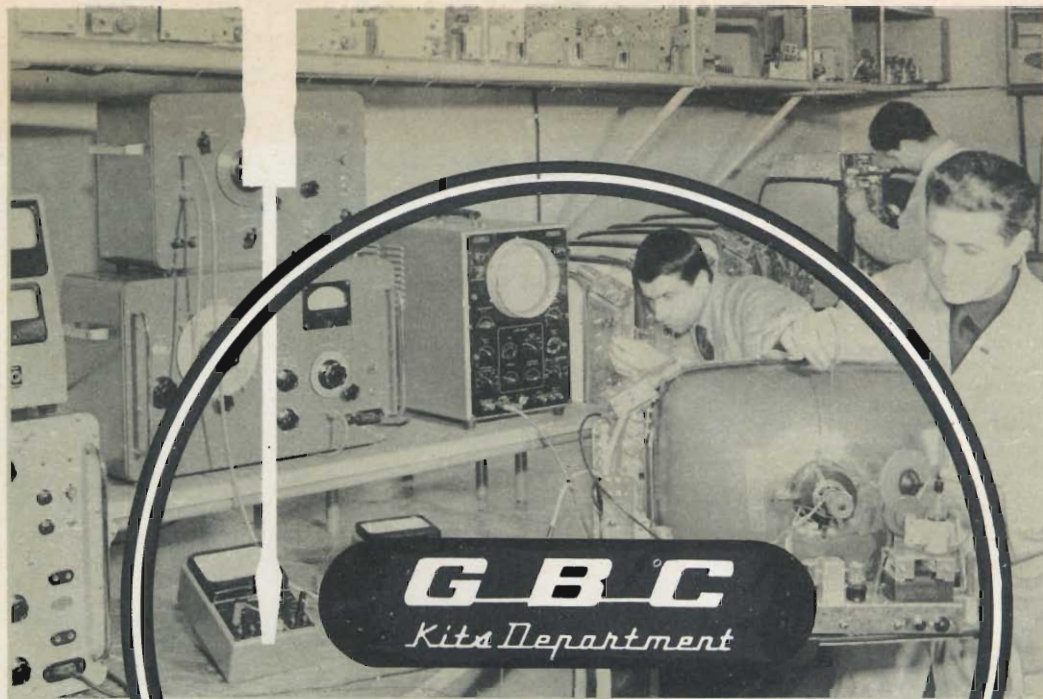
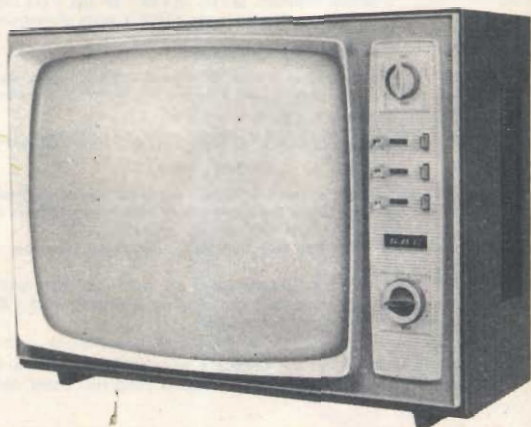
VOLTS C. C.:	**7 portate:**	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt 100 mV - 2 V. - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	**6 portate:**	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
mA. C. C.:	**6 portate:**	50 μA. - 500 μA. - 5 mA - 50 mA. - 500 mA e 5 A. C.C.
Ohms:	**5 portate:**	4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω - 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts 1 portata Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms)
RIVELATORE DI REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA':	**4 portate:**	(2 da 0 a 50.000 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna)
FREQUENZA:	**3 portate:**	0 : 50; 0 ÷ 500 e 0 5.000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:**	2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	**4 portate:**	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA.; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 50 Amp.; 100 Amp. con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980.

Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **OMAGGIO DEL RELATIVO ASTUCCIO** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione.

Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) **al prezzo di sole L. 6.900** - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta.

I.C.E. | **INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE - MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEF. 531.554/5/6**

selezione di tecnica radio-tv

In copertina:
monoscopio del secondo programma - U H F -

SOMMARIO

5

Direzione Redazione:
Largo Richini, 4 - Milano.
Aut. alla Pubblicaz. Tribunale di Milano N. 4261 dell'1-3-57.
Grafiche Milani.
Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: G. INGOGLIA - Via Gluk, 59 - Milano - Tel. 675914-5

Rivista bimestrale illustrata, per la divulgazione dell'elettronica, della Radio e della TV - Direttore responsabile: Cesare DALMASO - Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo IV.
Prezzo della Rivista L. 250, numero arretrato L. 500.
Abbonamento annuo (sei numeri): in Italia L. 1.250; Estero L. 3.000.
I versamenti dell'importo dell'abbonamento annuo, o di numeri arretrati, vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Largo Richini 4 - MILANO.
Essi possono essere effettuati mediante emissione di assegno bancario, cartolina vaglia o utilizzando il C/C postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

I PRIMI RISULTATI DEL "2° CANALE„

La nostra rivista si è sempre astenuta dal muovere critiche verso chiunque o dall'usare il tono polemico, intendendo rimanere fedele al proprio carattere d'informazione tecnica. Ma in queste ultime settimane si è creata una situazione di mercato confusa e insostenibile, le cui cause risalgono ad un'iniziativa non sufficientemente ponderata della Rai. Di conseguenza, riteniamo sia nostro dovere stabilire il punto della situazione stessa, estremamente dannosa non soltanto ai tecnici, ma anche agli utenti.

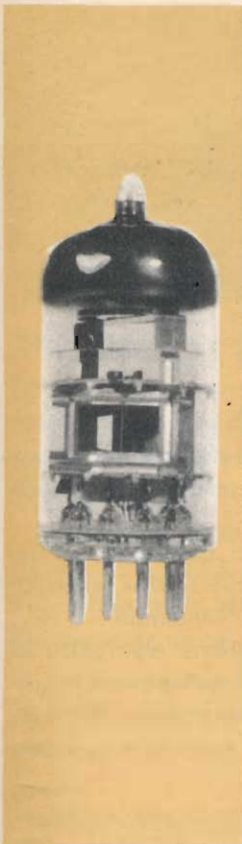
Pare incredibile, ma è purtroppo vero; la Rai ignora la situazione del mercato italiano di apparecchiature radio e TV. È innegabile che l'attività della Rai si svolge in altro campo, che non è quello delle forniture di apparecchi; ma è altrettanto innegabile la relazione strettissima fra programmi radio-televisivi e diffusione dei ricevitori, per cui promuovere azioni, trascurando di valutarne gli effetti, appare come un fatto di miopia organizzativa.

La quasi improvvisa decisione della Rai di trasmettere il secondo programma TV in un'area che include tre quinti degli abbonati, ha sorpreso il mercato, impreparato a far fronte alle massicce occorrenze per le nuove installazioni e per le conversioni. Non parliamo dei dati tecnici di trasmissione, riferiti all'ultimo momento. Oltre tutto la Rai, tramite le sue graziosissime annunciatrici, incita gli abbonati a far presto per ricevere il secondo programma televisivo. Far presto che cosa, se manca il materiale?

Sorprende che di tutti i dirigenti della Rai, uomini responsabili e di indubbio valore, non ve ne sia stato uno — almeno gli effetti lo dimostrano — che in fase organizzativa del secondo programma abbia pensato di fare indagini sul mercato italiano per adeguare ad esso l'azione dell'Ente. Nessuna fabbrica di antenne, di unità di conversione e di cavi coassiali è stata interpellata sul potenziale produttivo e sulle possibilità di incrementarlo nel tempo.

Di fronte al fatto compiuto sarà il mercato ad adeguarsi, ma non basta per togliere la responsabilità di chi, con decisioni precipitose, ha determinato il caos. In tutta l'Italia si svolgono scene di carestia manzoniana, con invocazioni alle convulse fabbriche le quali non possono, ovviamente, moltiplicare in ventiquattro ore la capacità produttiva.

Certamente, il mercato si adeguerà, ma quando e dopo quanti e quali disagi? Con quanti danni? Non si dica, empiricamente, che è aumentato il lavoro; è aumentato il disordine, questo si, e la conseguenza economica sicura, che ne deriverà fatalmente, sarà un intempestivo aumento dei costi, che non potrà non influire sul regolare incremento della massa di spettatori.

In questo modo la Rai sarà riuscita a danneggiare tutti: fabbricanti, distributori, tecnici, installatori, abbonati e sè stessa.

NUOVO TRIODO E/PC 88 PER SELETTORI-CONVERTITORI DI CANALI PER UHF

Oltre al triodo PC 86, è ormai disponibile, per l'impiego negli stadi preamplificatori UHF dei selettori di canali per TV, il nuovo triodo E/PC 88, che consente di raggiungere un più elevato fattore di amplificazione all'estremo superiore della banda UHF con una cifra di rumore inferiore a quella della E/PC 86.

Questa nuova valvola è disponibile sia per alimentazione del filamento in serie (PC 88) che per l'alimentazione del filamento in parallelo (EC 88).

Stadio preamplificatore di un selettore UHF

Il vantaggio che si ottiene munendo il selettore di canali UHF di uno stadio preamplificatore consiste nell'aumento della sensibilità-limite del selettore stesso e nella più efficiente e sicura soppressione dell'irradiazione della tensione dell'oscillatore. Naturalmente, non godono di questa prerogativa i selettori muniti di diodo convertitore inserito nel circuito d'ingresso e sprovvisti dello stadio preamplificatore.

Per questo motivo il triodo PC 86 è stato impiegato ed è impiegato tutt'ora come amplificatore nel circuito d'ingresso dei selettori per TV.

Nello stadio preamplificatore, per realizzare una migliore separazione tra circuito d'ingresso e circuito di uscita, il triodo viene montato in un circuito con griglia a massa.

Nonostante queste precauzioni, il triodo PC 86, impiegato nelle onde decimetriche, non è esente da alcuni inconvenienti; tra questi il più notevole è rappresentato dall'induttanza propria del collegamento di griglia che non diminuisce neanche se si adotta l'accorgimento di farlo uscire all'esterno con più di un piedino.

Questa induttanza, come pure la notevole capacità anodo-catodo, sono respon-

sabili dell'insorgere di fenomeni di reazione, tra uscita ed entrata della valvola, fenomeni che causano una certa difficoltà sia nell'accordo del filtro di banda collegato all'anodo, sia nella taratura del medesimo.

Questo inconveniente risulta ancor più evidente allorchè si debba sostituire una valvola difettosa con altra di diversa fabbricazione.

In questi casi si rende necessaria una nuova taratura del filtro passa-banda.
La conduttanza di reazione relativamente elevata di questo triodo, produce infine un insufficiente smorzamento della tensione proveniente dall'oscillatore.

Per poter attenuare parzialmente tutti questi inconvenienti e compensare inoltre sia le inevitabili dispersioni dei valori dei parametri da valvola a valvola, sia le capacità disperse di cablaggio esistenti tra selettore e selettore, si è ricorso all'artificio di accoppiare lascamente lo stadio preamplificatore allo stadio mescolatore, a discapito naturalmente dell'amplificazione di potenza e della sensibilità limite.

In conseguenza di ciò, nei selettori con lo stadio mescolatore autooscillante, la cifra di rumore al centro della banda UHF (650 MHz) sale dal valore di 11 kT_0 dei campioni costruiti in laboratorio a circa 20 kT_0 dei selettori fabbricati in serie.

Caratteristiche del triodo PC 88

Il nuovo triodo per UHF PC 88 non è altro che un ulteriore sviluppo del precedente triodo PC 86 e si differenzia da quest'ultimo per alcuni cambiamenti destinati ad eliminare in parte gli inconvenienti a cui abbiamo accennato prima.

Questo triodo è stato principalmente sviluppato per essere montato nello stadio preamplificatore al posto del triodo PC 86.

Nello stadio mescolatore può essere ancora impiegato il triodo PC 86. Per avere un più sicuro innesco dell'oscillatore, la reazione, nello stadio mescolatore autooscillante, viene artificialmente aumentata con l'aggiunta di una capacità tra anodo e catodo.

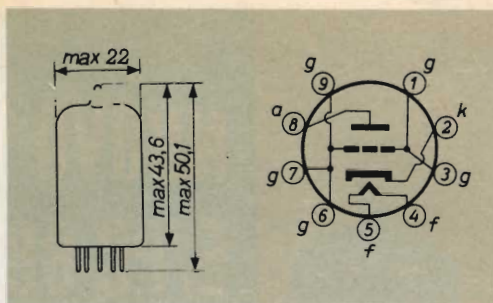



Fig. 1 - Dimensioni d'ingombro e collegamenti degli elettrodi ai piedini del triodo PC 88.

Solo in questo caso particolare la notevole reazione tra questi due elettrodi diventa addirittura un vantaggio.

La vicinanza del sistema elettrodico al fondello della valvola, come pure la griglia « a quadro », caratteristiche del triodo PC 86, sono state ripetute nel nuovo triodo PC 88.

L'assegnazione di uno o più piedini ai vari elettrodi del triodo PC 88 è stata variata rispetto al triodo PC 86 nel senso che al catodo e all'anodo è stato assegnato un solo piedino (nel triodo PC 86 questi due elettrodi vengono portati all'esterno, ciascuno, con due piedini) e i piedini rimasti liberi sono stati collegati alla griglia controllo.

Il triodo PC 88 ha quindi cinque piedini collegati alla griglia controllo mentre all'anodo e al catodo è stato riservato rispettivamente un solo piedino.

L'aver portato all'esterno la griglia con cinque piedini, ha fatto sì che l'induttanza propria del conduttore di griglia risultasse inferiore all'induttanza che lo stesso conduttore aveva nel triodo PC 86.

Naturalmente, questa diminuzione è stata ottenuta a discapito dell'induttanza dei conduttori dell'anodo e del catodo; ciò, però, non può ritenersi un inconveniente qualora questa induttanza supplementare venga incorporata con quella dei rispettivi circuiti accordati d'ingresso e di uscita collegati a questi elettrodi.

I piedini del catodo e dell'anodo (circuito d'ingresso e circuito di uscita) vengono schermati sufficientemente essendo separati da due piedini di griglia.

Per ridurre ulteriormente l'induttanza, l'anodo e la griglia sono stati collegati ai loro piedini mediante piccole striscie di nichel argentato larghe 2,5 mm.

La caratteristica più saliente del nuovo triodo UHF PC 88 è la considerevole riduzione della capacità anodo-catodo C_{ak} passata dal valore di 200 mpF (con schermo esterno) del triodo PC 86, al valore di 50 mpF nel nuovo triodo PC 88.

La riduzione delle capacità anodo-catodo ha influito a parità di superficie emittente del catodo, sulle altre due capacità C_{ag} e C_{gk} aumentandone il valore.

Si è dovuto stabilire quindi un compromesso in quanto, l'aumento di queste ultime capacità non è esente da inconvenienti.

Infatti se teniamo conto dell'aumento dell'induttanza dei collegamenti dell'anodo e del catodo, L_a e L_k dovuta all'aver portato su un solo piedino l'uscita di questi elettrodi, l'ulteriore aumento di C_{ag} e C_{gk} porta ad un considerevole abbassamento della frequenza di risonanza-serie di queste induttanze e capacità.

D'altra parte, la frequenza limite, all'estremo superiore della banda non poteva essere inferiore a quella della PC 86.

Oltre a ciò, l'aumento di C_{ag} produce una maggiore corrente reattiva tra questi elettrodi che scorrendo attraverso L_g aumenta la reazione.

Il basso valore della capacità C_{ak} del triodo PC 88 è stato ottenuto adattando una particolare esecuzione per l'anodo (anodo ad « U ») che, come superficie attiva è la metà di quella impiegata nella PC 86.

Per avere un sufficiente raffreddamento di questo elettrodo, si è provveduto a ripiegare posteriormente le estremità del medesimo così da farle funzionare come alette di raffreddamento.

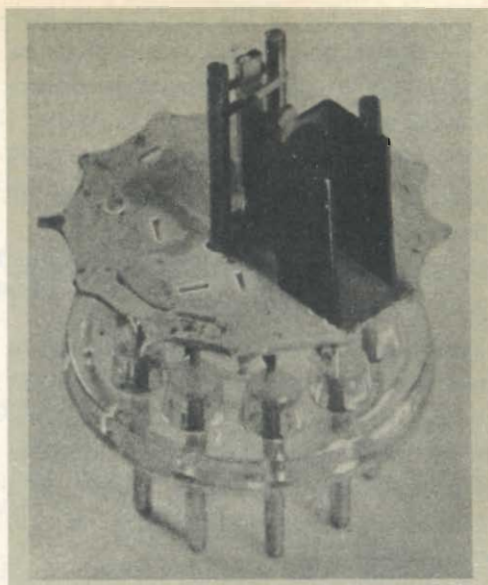



Fig. 2 - Sistema elettrodico del triodo PC 88. Si noti la speciale forma dell'anodo « affacciato » soltanto su di una superficie del catodo con le estremità ripiegate posteriormente con funzione di alette di raffreddamento.

Nel triodo PC 88 risulta « affacciata » verso la superficie del catodo, soltanto una ridotta parte della superficie dell'anodo, ed è questo il motivo per cui la capacità tra questi due elettrodi è diminuita.

Ovviamente, il catodo è ricoperto di ossido solo sulla superficie che « guarda » l'anodo (emissione asimmetrica).

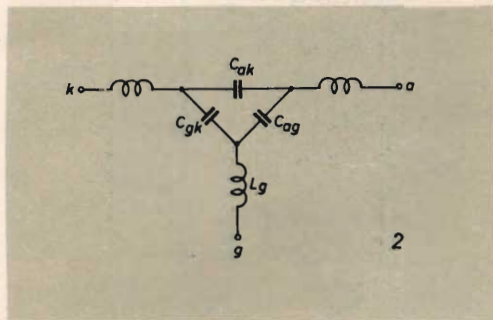



Fig. 3 - Schema elettrico del triodo a « freddo »; sono indicate le capacità interelettrodiche e le induttanze dei collegamenti degli elettrodi.

Alla riduzione di C_{ak} contribuisce inoltre anche la più efficace schermatura ottenuta con la nuova disposizione elettrodica dei piedini.

Per ottenere la stessa pendenza della PC 86 si è dovuto inoltre ridurre la distanza catodo-griglia.

Ciò ha contribuito a diminuire il tempo di transito degli elettroni.

La resistenza equivalente di fruscio è stata abbassata a 220 Ω, ottenendosi, in questa maniera, un sensibile miglioramento della sensibilità-limite (inferiore di 2 kT_0, rispetto al valore fornito dalla PC 86) nel campo di frequenze tra 500 MHz e 850 MHz.

Più avanti forniamo i dati tecnici provvisori di questo nuovo triodo per UHF.

Per una migliore valutazione abbiamo posto accanto anche quelli della PC 86. Come è facile rilevare, la differenza notevole sta principalmente nel basso valore della capacità C_{ak}.

Il triodo PC 88 in uno stadio amplificatore UHF

In fig. 4 è indicato lo schema elettrico di un amplificatore UHF con griglia a massa.

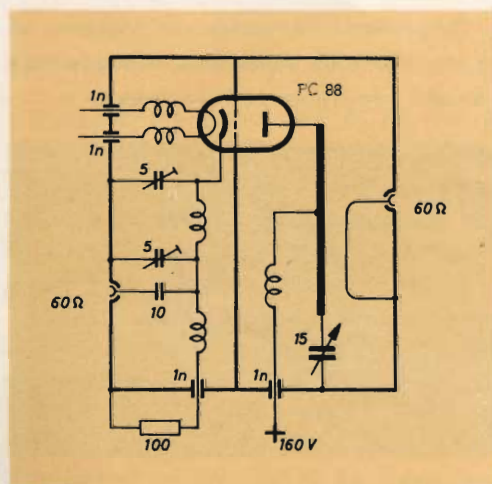



Fig. 4 - Amplificatore UHF equipaggiato con il triodo PC 88.

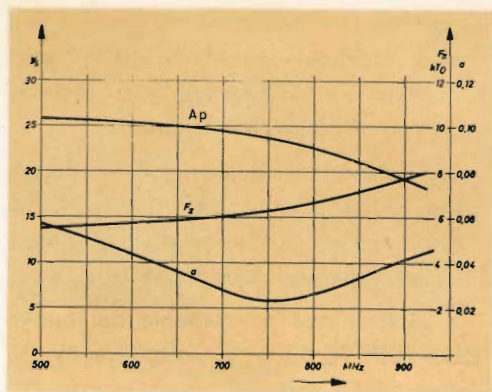



Fig. 5 - Andamento del fattore di rumore (F_z), dell'amplicazione di potenza (A_p) e del fattore di rea. (a) in funzione della frequenza nell'amplificatore UHF con larghezza di banda di 15 MHz.

La resistenza d'ingresso della valvola e l'impedenza dell'antenna vengono adattate mediante un filtro a π.

Il circuito d'accordo collegato all'anodo è rappresentato da una linea a $\frac{1}{2}\lambda$.

Tutto il circuito elettrico è racchiuso in una scatola metallica argentata dove si è presa la precauzione di schermare nel migliore dei modi il circuito d'ingresso (catodo) rispetto al circuito di uscita (anodo).

Nei grafici riportati in fig. 5 è indicato l'andamento di alcuni parametri in funzione della frequenza.

Queste misure sono state effettuate con il filtro d'ingresso a π tarato per il miglior adattamento tra circuito d'ingresso della valvola e impedenza caratteristica dell'antenna.

La larghezza di banda del circuito d'ingresso di questo amplificatore UHF è abbastanza ampia (15 MHz).

Sempre dalla figura 5 si ricava che la amplificazione di potenza (A_p) è abbastanza uniforme al centro della banda e diminuisce soltanto oltre i 900 MHz.

Nei confronti della PC 86 si è ottenuto quindi una maggiore amplificazione non solo nel tratto centrale della banda, ma anche al limite superiore.

È noto come il fattore di rumore venga calcolato mediante la formula:

$$F_z = F - (1 + \frac{F_0 - 1}{A_p})$$

F = cifra complessiva di rumore,

F_0 = cifra di rumore dell'amplificatore successivo,

A_p = amplificazione di potenza dello stadio con griglia a massa.

Come già in precedenza abbiamo accennato, il valore della cifra di rumore (F_z) del triodo PC 88 si trova costantemente, per tutta la banda, nella misura di 2 kT_0 al di sotto di quello del triodo PC 86.

Nel grafico di fig. 5 la reazione tra uscita e ingresso è indicata mediante la lettera a.

La resistenza di uscita del triodo PC 88, alla frequenza di 800 MHz, è circa 8 kΩ cui risultano in parallelo 2,8 pF.

Questo valore vale solo nel caso in cui l'adattamento sia effettuato solo nel circuito d'ingresso.

Per avere in maniera molto semplice, la larghezza di banda richiesta all'uscita, è necessario ammettere un certo disadattamento nello stesso circuito d'uscita.

Un adattamento perfetto tra uscita della valvola e cavo coassiale di 60 Ω, che consentirebbe la larghezza di banda desiderata, risulterebbe troppo dispendioso.

Convertitore UHF equipaggiato con la PC 88

L'aggiunta del selettore UHF nei vecchi ricevitori TV presenta in generale delle difficoltà.

Esistono in commercio convertitori che trasformano il canale UHF in un canale VHF della banda I e II.

La frequenza dell'oscillatore si trova al di sotto della frequenza delle portanti del canale che si vuole ricevere.

In generale, essi hanno una loro alimentazione propria e per questo motivo vengono più opportunamente equipaggiati con la PC 88.

Alcuni sono disposti per ricevere un solo canale UHF, e consentono di raggiungere valori di amplificazione maggiori e soprattutto una migliore sensibilità-limite.

In fig. 6 è indicato lo schema elettrico

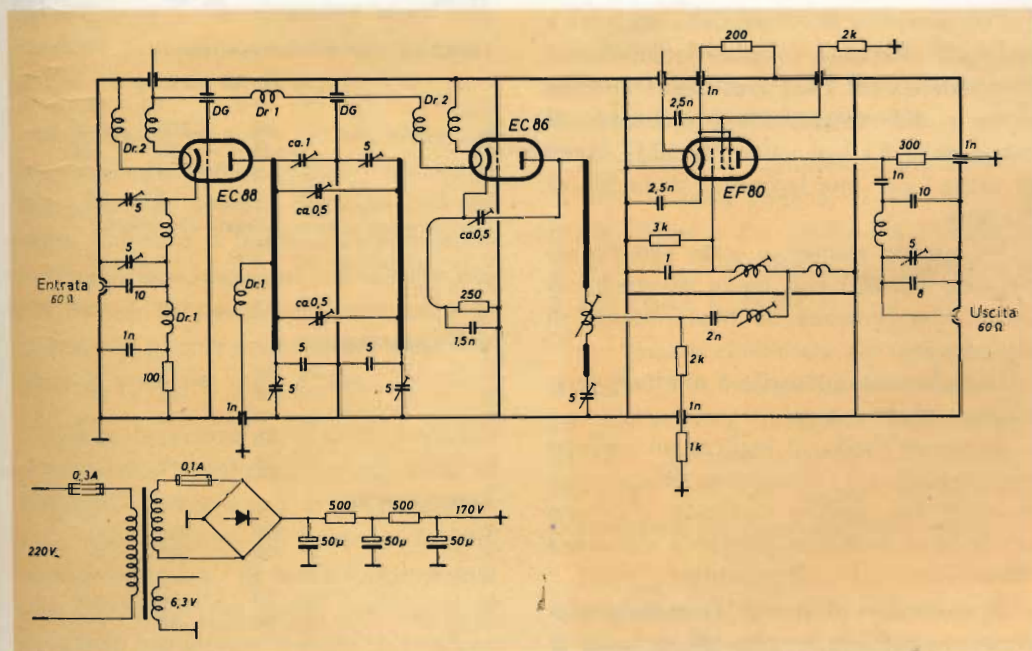



Fig. 6 - Convertitore UHF (canali 14/4, riduzione della potenza video dal valore di 471,25 MHz al valore di 62,25 MHz: 14° canale UHF centro Europa = 1° canale UHF Italia, 4° canale VHF centro Europa = canale A VHF Italia.)

di un convertitore che trasporta il 14° (quattordicesimo) canale UHF sul quarto canale VHF.

Per tener conto dell'invecchiamento delle valvole e delle variazioni di temperatura, la larghezza di banda dei circuiti è portata a 11 MHz.

L'amplificatore del segnale d'ingresso, equipaggiato con il triodo EC 88, è dimensionato e calcolato come quello indicato in fig. 4. Sull'anodo è collegato un filtro passa-banda accoppiato capacitivamente.

Il secondario è accoppiato al ritorno catodico della convertitrice-oscillatrice EC 86.

Lo stadio mescolatore-oscillatore è equipaggiato con un triodo EC 86 montato con griglia a massa.

A differenza dei normali circuiti oscillatori, oltre al trimmer, è usata per la regolazione della sintonia fine, anche una induttanza variabile.

Ciò consente di spostare più facilmente i nodi di tensione lungo la linea a $\frac{1}{2}\lambda$, ed effettuare il disaccoppiamento del circuito anodico esattamente nel punto di tensione con valore nullo, eliminando in tal modo la bobina di arresto UHF.

Con semplice filtro passa-banda non è possibile effettuare un buon adattamento d'impedenza tra 2 kΩ (resistenza anodica in serie del mescolatore o resistenza di carico della F.I.) al valore di 60 Ω (cavo di uscita) per una larghezza di banda di 10 MHz.

Per questo motivo è stato inserito un pentodo (EF 80) con bassa resistenza di uscita, che funziona da trasformatore di impedenza.

L'adattamento all'uscita è effettuato mediante un filtro a π.

In questo modo, si realizza un perfetto adattamento con l'impedenza caratteristica di 60 Ω del cavo e vengono eliminate le dannose immagini-fantasma dovute a riflessioni.

Di particolare rilievo è la notevole soppressione dell'irradiazione. Ai morsetti di antenna, infatti, si trovano soltanto 0,5 mV di tensione dell'oscillatore e ciò rappresenta un sufficiente margine di sicurezza rispetto alle norme che prevedono 90 μV/m alla distanza di 10 m, corrispondenti a 1 mV ai morsetti d'antenna di 60 Ω. All'uscita del convertitore, l'irradiazione è meno rilevante a causa dei filtri.

Nella tabella che segue sono indicati alcuni dati di funzionamento di questo convertitore.

Di notevole interesse è la bassa cifra di rumore, ottenibile però soltanto nella condizione di ottimo accoppiamento tra stadio amplificatore UHF e stadio mescolatore.

DATI TECNICI DEL CONVERTITORE

(14/4)

$f_{ingresso}$	=	471,25	MHz	
f_{uscita}	=	62,25	MHz	
$f_{oscillatore}$	=	409	MHz	
$V_{irradiazione}$	=	0,5	mV	(inclusa l'irradiazione delle armoniche)
larghezza di banda	=	11	MHz	
amplificazione	=	44,5	(16,5 dB)	
F	=	7,5		

DATI TECNICI DEI TRIODI UHF
PC 88 e PC 86

PC 88	V_f = 4,0 V I_f = 300 mA	**PC 86**	V_f = 3,8 V I_f = 300 mA
EC 88	V_f = 6,3 V I_f = 180 mA	**EC 86**	V_f = 6,3 V. I_f = 200 mA

CAPACITA' (senza schermo esterno)

		PC 88	**PC 86**	
C_{ac}	=	1,2	2,0	pF
C_{ak}	=	50	200	mpF
C_{a}	=	75	300	mpF
C_{gk}	=	3,2	3,6	pF
C_{g}	=	3,7	3,9	pF

(con schermo esterno collegato alla griglia)

C (k + f) (g + s)	=	3,8	4,2	pF
C_a (g + s)	=	1,8	3,1	pF
C_a (k + f)	=	55	250	mpF

DATI CARATTERISTICI

V_a	=	160	175	V
R_k	=	100	125	Ω
I_a	=	12,5	12	mA
S	=	13,5	14	mA/V
μ	=	65	68	

VALORI LIMITE

V_{ao}	=	550	550	V
V_a	=	230	220	V
W_a	=	2	2,2	W
I_k	=	13	20	mA
$-V_g$	=	50	50	V
R_g	=	1	1	MΩ
V_{kf}	=	100	100	V

L. C.

(Rielaborato da « Radio Mentor »)

ELETTROSCANDAGLIO PORTATILE AD ULTRASUONI

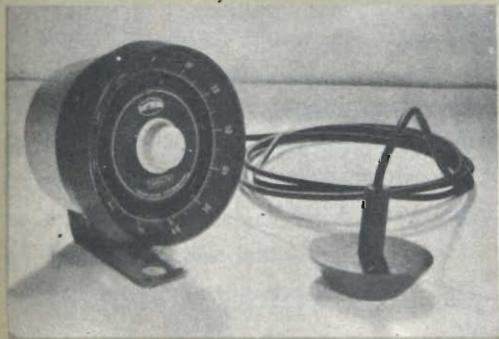



Fig. 1 - A sinistra è indicato l'apparecchio completo; si notano l'anello di vetro dove sono riportate direttamente le distanze in « foot » e, al centro, la manopola per la regolazione della sensibilità del ricevitore. A destra, è indicato il trasduttore di ultrasuoni con il relativo cavo di collegamento; il trasduttore è opportunamente ricoperto con un leggero strato di materiale plastico che lo protegge contro l'azione della salsedine.

Gli ecometri ad ultrasuoni sono stati impiegati fino ad oggi soltanto in imbarcazioni di grosso tonnellaggio.

La necessità di avere un'alimentazione propria, l'ingombro e il costo considerevole sono stati sempre degli ostacoli che hanno impedito a questi utili apparecchi di poter essere impiegati anche nelle piccole barche da pesca, nei motoscafi e in tutte quelle piccole imbarcazioni che riempiono le coste nei mesi estivi.

In considerazione di ciò, la Raytheon ha progettato e realizzato un ecometro ad ultrasuoni (Fathometer) di ridotte dimensioni, che consente di misurare la profondità del mare, di avere informazioni sulle condizioni del fondo marino, e di rilevare la presenza di banchi di pesci ed altri eventuali oggetti di notevole grandezza, presenti sul fondo.

Questo apparecchio costituisce quindi una novità per tutti gli amanti del mare, ed in particolare, per gli appassionati della pesca subacquea e della vela.

L'apparecchio completo rappresentato in fig. 1, pesa soltanto 2 kg, ed è in grado di misurare profondità marine di circa 40 m; il suo costo, in America, è di $ 125 (circa L. 75.000).

Può essere alimentato sia con una batteria da 7,5 V, incorporata nello strumento, sia dall'esterno, mediante accumulatore da 12 V. Siccome il consumo di corrente ammonta a 70 mA, una sola batteria può durare tutta un'intera stagione estiva.

Tutti i componenti, ad eccezione del « trasduttore di ultrasuoni », sono racchiusi in un contenitore di materiale plastico, di forma circolare (15 x 15 cm), impermeabile alla pioggia e agli spruzzi del-

l'acqua marina, per cui può essere montato anche sulla copertura esterna dell'imbarcazione.

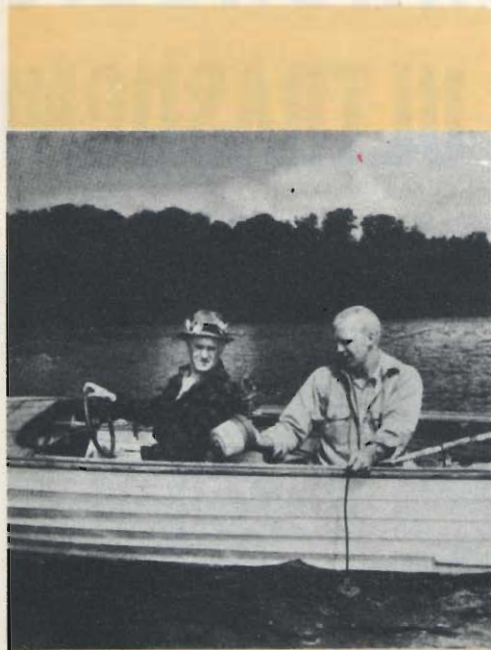



Fig. 2 - Quando non è prevista l'installazione fissa del trasduttore, questo può essere tenuto alla superficie dell'acqua tramite lo stesso cavo di collegamento.

Per la sostituzione delle batterie o per una eventuale riparazione è sufficiente svitare il dado che si trova nella parte posteriore dello strumento.

Come trasduttore viene impiegato un disco di titanato di bario o di quarzo.

La vibrazione del disco nel senso verticale irradia un'onda la cui direzione forma un angolo con apertura di 6° rispetto alla perpendicolare al piano del trasduttore.

Il disco di titanato di bario, ricoperto da uno strato di materiale plastico che lo rende inattaccabile dalla salsedine marina, può essere sistemato sul fondo della imbarcazione e collegato all'apparecchio rice-trasmittente mediante un cavo della lunghezza massima di 4 m.

È previsto anche un impiego volante, nel quale caso, il trasduttore può essere appeso lungo una fiancata dell'imbarcazione e appoggiato sulla superficie dell'acqua (fig. 2).

Ovviamente, nel primo caso, l'apparecchio misura la distanza tra il fondo marino e il fondo dell'imbarcazione; nel secondo caso, indica invece la distanza tra la superficie del mare e il fondo marino.

Funzionamento

L'apparecchio monta cinque transistor, uno dei quali lavora come oscillatore e, insieme al trasduttore, costituisce la **sezione trasmittente** dell'apparecchio; lo stesso trasduttore funge anche da **organo di ricezione** collegato all'ingresso di un ricevitore a 4 stadi.

L'oscillatore oscilla alla frequenza di circa 200 kHz, ma normalmente è bloccato.

Un motorino fa girare con velocità uniforme una piccola lampadina al neon, disposta dietro un anello di vetro applicato sul davanti dell'apparecchio, e un magnete permanente.

Nell'istante in cui la lampadina al neon viene a trovarsi in corrispondenza del punto di taratura « O », il magnete fa innescare un treno di oscillazioni per un tempo di 0,3 ÷ 0,5 ms, che raggiunge, da una parte, il ricevitore innescandovi la lampada al neon, dall'altra il trasduttore

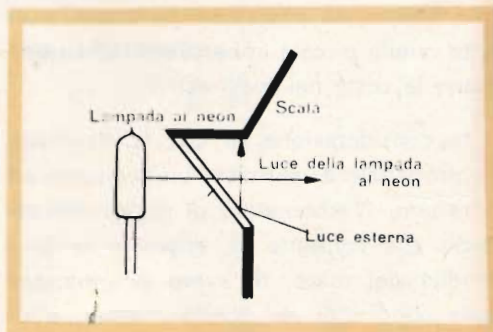



Fig. 3 - La disposizione inclinata dell'anello di vetro consente di osservare la luce prodotta dalla lampada al neon anche in pieno sole.

che irradia contemporaneamente un impulso ultrasonico con frequenza di 200 kHz della durata di 0,3 ÷ 0,5 ms.

Questi treni di impulsi si susseguono ad intervalli di 50 ms.

Il fondo del mare riflette l'impulso ultrasonico; questo dopo un tempo più o meno lungo, a seconda della profondità, raggiunge nuovamente il trasduttore che, in questo caso, ritrasforma l'oscillazione meccanica ultrasonica in tensione elettrica a frequenza ultrasonica la quale, amplificata dal ricevitore, innesca nuovamente la lampada al neon. Si hanno quindi due inneschi della lampada al neon e quindi due bagliori rossi, uno al momento della partenza del treno di oscillazioni, l'altro, al momento dell'arrivo di questo treno rimbalzato dal fondo marino.

Naturalmente, in questo breve intervallo di tempo, il motorino avrà fatto avanzare la lampada al neon lungo il quadrante circolare, per cui il tratto di circonferenza compreso tra il primo ed il secondo bagliore può essere tarato, mediante semplice calcolo, in una opportuna unità di lunghezza (foot o metri) che, data la proporzionalità diretta tra tempo e spazio percorso, indica la distanza del punto colpito dal treno di oscillazioni.

Una siffatta scala è ben visibile in fig. 1.

Con una certa pratica, l'osservatore sarà in grado di distinguere, in base al modo con cui si innesca la lampada al neon e alla sua intensità luminosa, la natura del fondo marino, così da poter riconoscere facilmente un fondo melmoso da un fondo sabbioso o pieno di rocce.

Se l'imbarcazione è in movimento, si potrà conoscere l'andamento del fondo marino, e in alcuni casi, dopo una certa pratica, si potrà rilevare addirittura la presenza di relitti di navi, di automobili e di altri corpi metallici.

Per questo motivo in America, questo piccolo apparecchio viene usato, con molto successo, sia dalla polizia che dai vigili del fuoco. I banchi di pesci o pesci di una certa grandezza vengono rilevati dalla lampada al neon con una luce più debole di quella prodotta dal fondo marino.

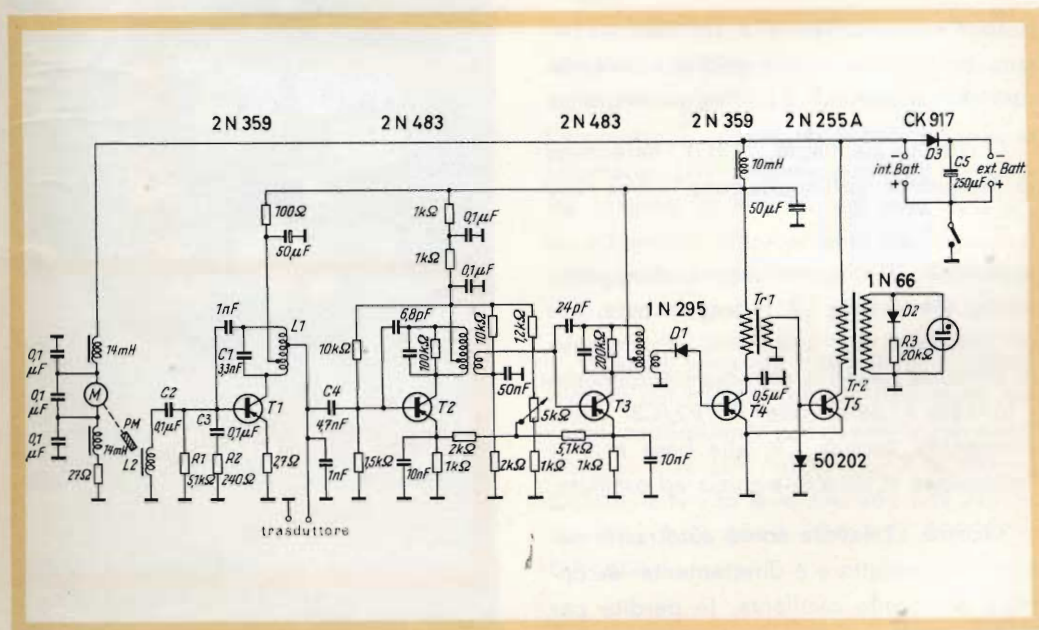



Fig. 4 - Schema elettrico dell'ecometro.

Il pescatore potrà quindi esplorare, con molta utilità, il fondo del mare prima di gettare le sue reti o il suo amo.

Per poter osservare senza difficoltà la luce della lampada al neon anche in pieno sole, l'anello di vetro è inclinato rispetto alla parte anteriore dello strumento (fig. 3); in questa maniera, la luce proveniente dall'esterno viene riflessa contro una parete oscura che la assorbe.

La debole luce rossa della lampada al neon può invece passare indisturbata attraverso l'anello di vetro.

Descrizione del circuito

In fig. 4 indichiamo lo schema elettrico dell'ecometro ad ultrasuoni. La sezione trasmittente è composta dal transistor T1; quella ricevente comprende i transistor T2 . . . T5.

Il motore M è inserito in un circuito a parte e influisce sulla sezione trasmittente soltanto con il magnete permanente PM collegato meccanicamente al suo albero.

Lo stadio oscillatore è formato da un circuito Hartley e può oscillare soltanto quando la base di T1 diventa negativa.

Il circuito oscillante, L1/C1, determina la frequenza dell'oscillazione (circa 200 kHz).

Quando il magnete permanente passa vicino alla bobina L2, induce in essa, per un tempo di 0,3 ÷ 0,5 ms, un impulso di tensione negativa che, opportunamente « formato » dalla rete R1/R2/C3 viene accoppiato, tramite C2, alla base di T1: l'oscillatore si sblocca e inizia ad oscillare.

Siccome L1 lavora come autotrasformatore e il trasduttore è direttamente accoppiato al circuito oscillante, le perdite per l'accoppiamento al circuito oscillante, risultano molto ridotte.

Sia l'impulso trasmesso che l'impulso-eco, proveniente dal trasduttore raggiungono la sezione ricevente dell'apparecchio attraverso il condensatore C4; il primo e il secondo stadio della sezione ricevente non sono altro che due normali amplificatori RF con carico accordato a 200 kHz.

Per compensare l'eventuale deriva di frequenza causata dal trasduttore, i circuiti oscillanti dei due stadi amplificatori vengono smorzati mediante resistenze collegate in parallelo; vengono inoltre leggermente disaccordati per consentire il passaggio di una banda maggiore di frequenze.

L'intensità degli impulsi ricevuti oscilla tra 75 μV e 2 V.

Si deve impedire che questi primi due stadi vengano sovraccaricati, in quanto, se ciò si verificasse, verrebbe alterato anche il funzionamento degli stadi successivi.

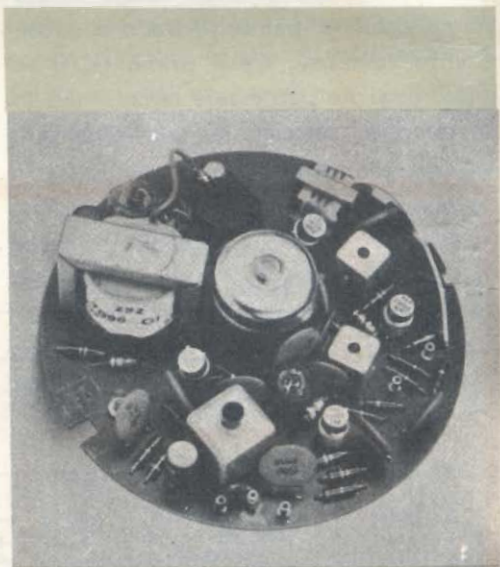



Fig. 5 - Realizzazione pratica del circuito di fig. 4 su circuito stampato. Al centro si può vedere il motore sul cui asse sono fissati il magnete permanente e la lampada al neon; in fondo, si può osservare il circuito oscillante cui seguono a destra, i 4 stadi del ricevitore; a sinistra, in alto, a fianco del motore, si riconosce facilmente il transistor di potenza dello stadio finale del ricevitore e quello che fornisce la tensione di innesco alla lampada al neon.

Per questo motivo, è stato inserito un potenziometro che provvede al controllo del guadagno.

Il fattore di amplificazione può essere variato agendo opportunamente sulla tensione di polarizzazione dei transistor T2 e T3.

La variazione della tensione di polarizzazione può però alterare l'impedenza di ingresso dei transistor e il loro punto di lavoro, provocando un leggero disaccordo dei due circuiti accordati e uno spostamento della banda passante.

Infatti, tra il massimo e il minimo valore di amplificazione si ha in pratica uno spostamento (drift) della frequenza di risonanza dei due circuiti di circa 1,5 kHz.

Se però i due stadi risultano ben neutralizzati quando l'amplificazione è massima, si avrà una buona stabilità anche quando l'amplificazione raggiunge i valori più bassi.

Un diodo (D1), collegato direttamente alla base del transistor T4, provvede al raddrizzamento del segnale.

I transistor di potenza T4 e T5, sono normalmente bloccati fintanto che alla base non pervenga una tensione di polarizzazione negativa.

Ogni treno di impulsi (frequenza 200 kHz), proveniente dalla sezione ricevente, è in grado di pilotare, previo raddrizzamento operato dal diodo D1, prima il transistor T4 e successivamente, attraverso il trasformatore TR1, anche il transistor T5; i due transistor lavorano in saturazione.

La corrente di collettore di T5 può raggiungere il valore di 1,5 A. La corrente circolante nel primario del trasformatore TR2 produce, nel secondario di questo trasformatore, un impulso di tensione con intensità tale da innescare la lampada al neon.

Quest'ultima si disinnesca, si spegne al termine dell'impulso di tensione.

In questo istante però l'annullamento del campo magnetico del trasformatore TR2 produce, per la nota legge dell'induzione elettromagnetica, un secondo impulso con polarità opposta al precedente che viene però raddrizzato dal diodo D2 e dirottato nella resistenza R3, per cui non può innescare la lampada al neon.

Il diodo D3 ha il compito di proteggere il circuito contro una eventuale errata polarità della batteria di alimentazione; se ne può fare comunque a meno.

Nel caso di collegamento con batteria esterna, il condensatore C5 assicura, a questa sorgente di tensione, una bassa impedenza interna. Il circuito elettrico di questo apparecchio può essere realizzato su un circuito stampato di forma circolare come indicato in fig. 5.

Questa esecuzione rende il circuito insensibile agli urti e alle scosse.

Eventuali scintille prodotte da motori sprovvisti di dispositivo antidisturbo possono influire sul buon funzionamento dell'ecometro. È opportuno perciò disporre lo strumento più distante possibile da queste sorgenti di disturbo ed, eventualmente, schermare efficacemente sia il cavo di collegamento con il trasduttore sia l'apparecchio stesso.

Volendo sostituire i transistor e i diodi indicati nel circuito con corrispondenti europei consigliamo i seguenti equivalenti Philips: 2 N 359 = OC 72; 2 N 483 = OC 45; 2 N 255 A = OC 26; 1 N 295 = OA 70; 1 N 66 = OA 85; 50202 = OA 202.

L. C.

(Rielaborato da Elektronik)

ANCHE IN ITALIA!!! TRIGLASS

BREVETTATA IN TUTTO IL MONDO

Le antenne brevettate con la denominazione « **Triglass** », sono le uniche oggi esistenti costruite con materiale strutturale a base di fibre di vetro e quindi inattaccabili dagli agenti atmosferici. Il materiale usato è inalterabile nel tempo, ed alla luce; inoltre ha la particolarità di essere un eccellente dielettrico.

Le antenne sono costituite da bacchette trafilate di fibre di vetro, nelle quali sono permeati dei conduttori in rame argentato od in argento. La parte strutturale in fibre di vetro e gli elementi elettrici vengono ad essere così fusi in un blocco unico ed indissolubile, con il risultato che le caratteristiche meccaniche ed elettriche rimangono immutate nel tempo.

I vantaggi conseguiti con queste nuove antenne, nei confronti di quelle tradizionali sono diversi. Tra i più importanti citiamo:

1° — Elevatissima resistenza meccanica.

2° — Indeformabilità.

Queste due caratteristiche permettono di maneggiare con indifferenza le antenne che quindi non possono in nessun caso venir danneggiate da urti occasionali o subire pieghe che ne alterino la forma e quindi il rendimento elettrico.

3° — Leggerezza ed elasticità.

Queste due caratteristiche permettono. oltre alla già menzionata resistenza ad eventuali urti provenienti da corpi estranei, una miglior resistenza agli sforzi esercitati dal vento sulle antenne stesse; sopra tutto in luoghi dove il vento raggiunge sensibili velocità tale caratteristica assume particolare importanza.

4° — Costanza delle caratteristiche elettriche.

Contrariamente a tutti gli altri tipi di antenne che vedono degradare le proprie caratteristiche elettriche (e meccaniche) di giorno in giorno a causa della ossidazione, le antenne in fibre di vetro mantengono illimitatamente inalterate le loro caratteristiche elettriche (e meccaniche) essendo gli elementi radianti o riceventi non a diretto contatto con gli agenti atmosferici.

Questa caratteristica è di estrema importanza in centri industriali e nei pressi del mare; luoghi in cui, come è noto, l'azione ossidante dei prodotti di scarico e della salsedine rende rapidamente inservibili le antenne tradizionali.

PREZZO DI LISTINO L. 3.400

REGOLAZIONE AUTOMATICA DELLA SINTONIA FINE NEI SELETTORI UHF MEDIANTE DIODO VARICAP

*Nel presente articolo si descrive il principio di funzionamento di un circuito per la regolazione automatica della sintonia fine in un selettore UHF equipaggiato con due valvole PC 86 ed un diodo BA 101 * (Varicap) accoppiato alla linea di risonanza in λ/2, collegata all'anodo della convertitrice autooscillante. Dalle misure effettuate si è potuto ricavare che, anche tenendo conto dell'influsso delle tolleranze di produzione nella capacità del diodo, si riesce sempre ad ottenere una deviazione minima di frequenza di 1,5 MHz. L'aggiunta di questo diodo influenza solo di poco il valore della cifra di fruscio, della larghezza complessiva della banda, dell'amplificazione di potenza e dell'irradiazione dell'oscillatore.*

L'impiego del controllo automatico della sintonia fine nei canali I e III (canali VHF) ha dato ottimi risultati. È noto come, nella maggior parte degli attuali selettori UHF, i 40 canali delle bande IV e V (470... 790 MHz) vengano accordati singolarmente variando la capacità delle rispettive linee di risonanza in λ/2. Date le elevate frequenze in gioco, la sintonia fine manuale di ogni singolo canale, anche se effettuata mediante ingegnose demoltipliche, risulta molto più difficoltosa che non per i canali della banda VHF. Sempre a motivo delle elevate frequenze in gioco, si rende necessaria nei selettori UHF anche una maggiore stabilità della frequenza dell'oscillatore locale.

Per tutti questi motivi, la sintonia fine automatica diventa più necessaria in UHF che in VHF.

Tra tutti i circuiti studiati capaci di effettuare la correzione automatica della frequenza dell'oscillatore locale, il migliore si è dimostrato quello che sfrutta la dipendenza del valore della capacità della giunzione di un diodo semiconduttore dalla tensione continua applicata ai suoi terminali: questo speciale diodo semiconduttore (Varicap), opportunamente accoppiato al circuito oscillante dell'oscillatore locale, consente di variare, mediante la semplice applicazione di una tensione continua, la frequenza di oscillazione. La tensione continua destinata a variare la capacità della giunzione del diodo viene, in generale, ricavata da un circuito discriminatore e successivamente amplificata da un amplificatore in c.c.

Caratteristiche essenziali richieste dal diodo

Ogni diodo semiconduttore può considerarsi, in prima approssimazione, equivalente ad un circuito elettrico formato da

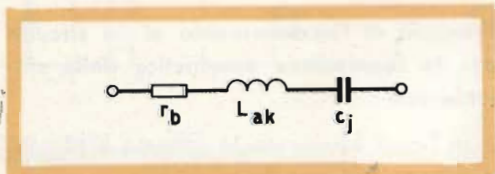



Fig. 1 - Circuito elettrico equivalente di un diodo semiconduttore.

* Corrisponde al tipo Philips BA 102.

una resistenza, una induttanza e una capacità collegate in serie (fig. 1). Un diodo semiconduttore, per essere impiegato in un circuito automatico per la sintonia fine nelle bande IV e V, deve possedere alcune particolari caratteristiche che si riferiscono principalmente: 1) al valore della capacità della giunzione (C_j), 2) alla variazione massima di questa capacità, 3) alla resistenza interna (r_b) e 4) alla induttanza (L_{ak}).

In primo luogo, **il valore della capacità della giunzione del diodo** (C_j) deve trovarsi in un campo di valori determinati dal massimo carico capacitivo ammissibile e dal tipo di circuito di oscillatore impiegato.

La variazione della capacità (variazione della capacità della giunzione del diodo provocata dalla variazione della tensione continua inversa, da 0 V al massimo valore) deve essere tale da produrre, per tutto il campo di accordo delle bande IV e V, una variazione di frequenza di almeno 1,5 MHz.

La resistenza-serie, (r_b) del diodo tende a smorzare il circuito di accordo dell'oscillatore. Questo smorzamento deve essere il più basso possibile e deve variare di poco con la frequenza e con la tensione inversa proveniente dal discriminatore. Per questo motivo, la resistenza-serie del diodo non deve sorpassare un massimo valore prestabilito.

L'induttanza del diodo (L_{ak}) deve essere tanto piccola da portare la frequenza di risonanza-serie del diodo oltre il campo delle frequenze di lavoro UHF.

Principio di funzionamento di un circuito per la regolazione automatica della sintonia fine

In fig. 2 è indicato lo schema a blocchi di un circuito per la regolazione automatica della sintonia fine.

Il diodo (Varicap) viene accoppiato, nella maniera più adatta, al circuito anodico dell'oscillatore. Ogni qual volta che, per qualsiasi motivo, la frequenza dell'oscillatore locale del selettore UHF si discosta dal valore prefissato anche il valore della frequenza intermedia varia e il circuito discriminatore accordato alla frequenza intermedia video prefissata di 38,9 MHz non sarà più in risonanza. In queste condizioni, alla sua uscita si produrrà una tensione continua proporzionale, in grandezza e direzione, alla differenza tra il valore primitivo della FI (38,9 MHz) e quello attuale. Questa tensione viene amplificata e successivamente applicata al diodo Varicap nel selettore UHF. Al diodo, oltre a questa tensione, viene applicata anche una speciale tensione di polarizzazione (— 12... — 15 V) che lo fa lavorare in un punto più adatto della caratteristica: si realizza cioè la condizione per cui, tensione di polarizzazione + tensione proveniente dal discriminatore, portano il diodo a lavorare in un punto della caratteristica inversa dove la variazione di capacità risulta simmetrica. Ovviamente, è necessario che il diodo, anche in presenza della massima tensione continua proveniente dal discriminatore e con il massimo valore della tensione oscillante, non lavori mai nel tratto di rottura della caratteristica inversa oppure nel tratto a conduzione diretta della caratteristica stessa.

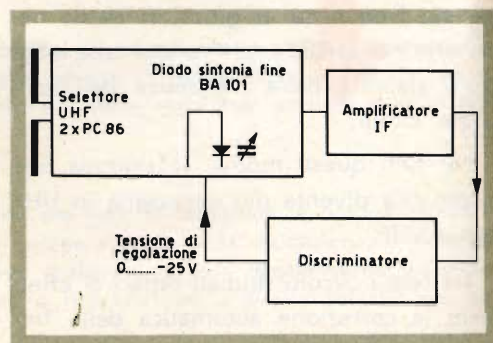



Fig. 2 - Schema a blocchi di un circuito per la regolazione automatica della sintonia fine.

La tensione continua proveniente dal discriminatore e applicata al diodo Varicap deve far variare la capacità di quest'ultimo in modo che la frequenza dell'oscillatore locale venga variata per ricondurre la portante video nella zona centrale del fianco di Nyquist della curva di risposta dell'amplificatore della frequenza intermedia del televisore.

Quando la portante video del canale che si vuole ricevere viene di nuovo a trovarsi in questo punto della curva di risposta la tensione all'uscita del discriminatore si annulla.

Fig. 4 - Spostamento di frequenza (Δf) in funzione della tensione continua ($-V_D$) applicata al diodo con la tensione f_e come parametro.

Esempio pratico di impiego di un diodo Varicap in un selettore UHF.

In fig. 3 è indicato lo schema elettrico di un selettore UHF dove la regolazione della sintonia fine è ottenuta con il diodo Varicap BA 101. In fig. 5 è indicata la realizzazione pratica di questo circuito. Il diodo al silicio BA 101 viene accoppiato induttivamente alla linea di risonanza $\lambda/2$ collegata all'anodo della valvola convertitrice autooscillante.

Come spira di accoppiamento fungono i terminali di collegamento del diodo. La tensione continua proveniente dal discriminatore viene applicata al diodo attraverso due condensatori passanti, del valore di 1,5 nF ciascuno. L'accoppiamento del diodo al circuito anodico è molto critico. Infatti, se l'accoppiamento è troppo stretto (terminali L_k troppo vicini alla linea di risonanza $\lambda/2$ del circuito dell'oscillatore) si ha una deviazione di frequenza (Δf) troppo grande; l'oscillatore risulta inoltre eccessivamente smorzato e può, in

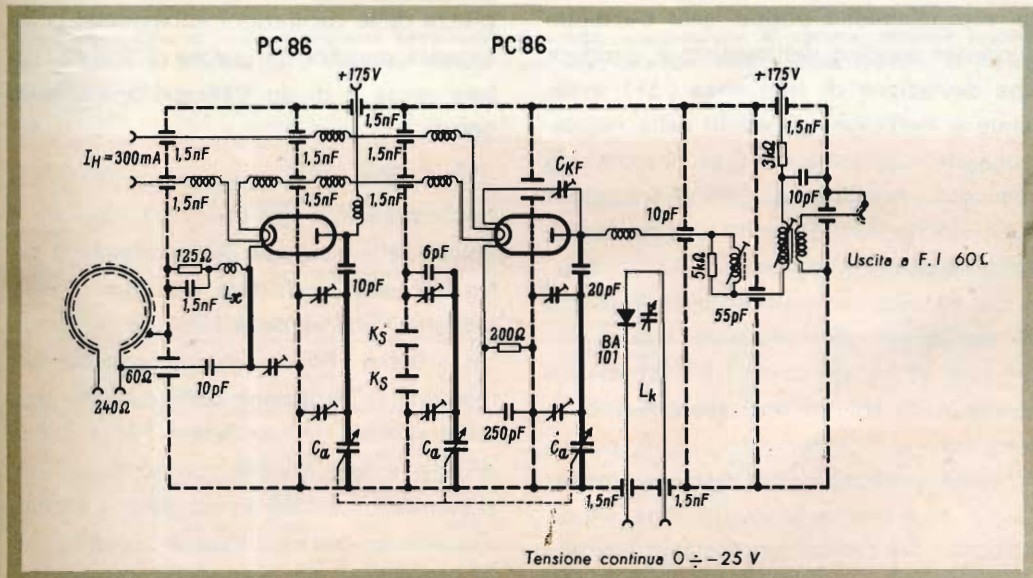



Fig. 3 - Schema elettrico di un selettore UHF (2 x PC 86) con diodo BA 101 accoppiato induttivamente al circuito anodico del convertitore autooscillante.

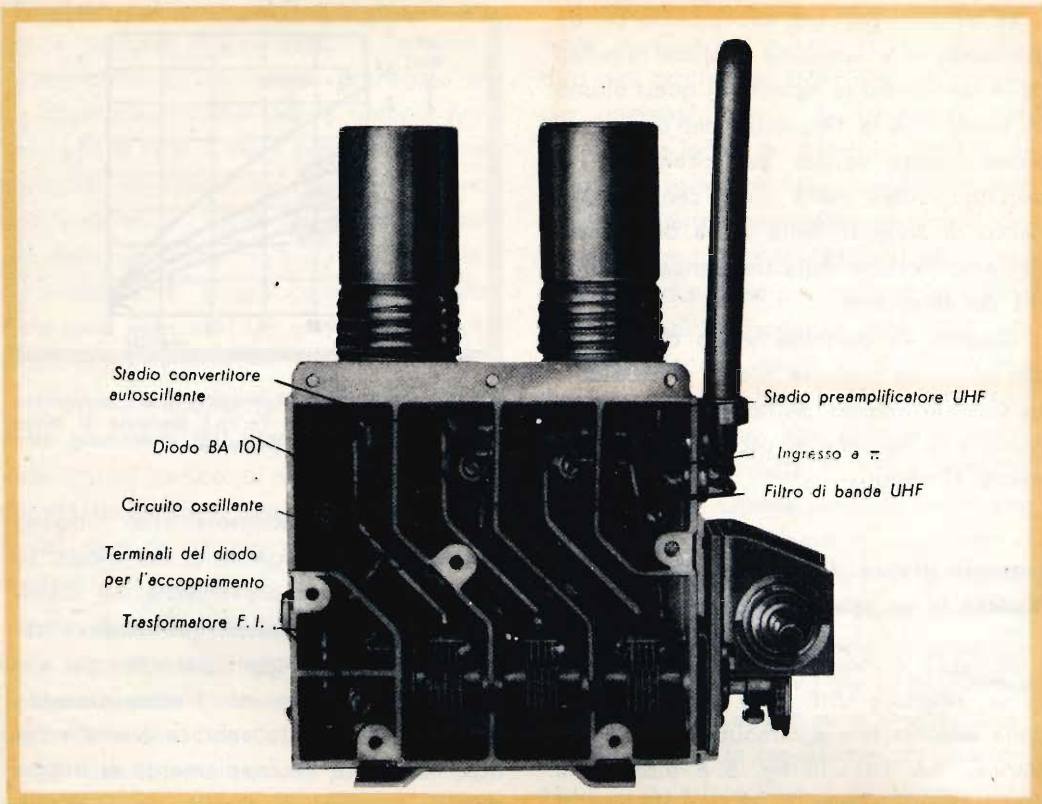



Fig. 5 - Realizzazione pratica di un selettore UHF equipaggiato col il diodo Varicap BA 101 accoppiato induttivamente al circuito anodico del convertitore autooscillante.

alcuni casi, anche bloccarsi. Al contrario, un accoppiamento troppo lasco tra diodo e circuito anodico dell'oscillatore, produce una deviazione di frequenza (Δf) irrilevante e inefficace agli effetti della regolazione della sintonia fine: se ne conclude che una notevole variazione di frequenza e un ridotto smorzamento dell'oscillatore sono esigenze contrastanti.

Ciò nonostante, una sufficiente ampiezza di oscillazioni dell'oscillatore locale unitamente ad un accoppiamento abbastanza stretto e quindi ad uno spostamento di frequenza sufficientemente ampio, possono essere ottenuti in due maniere: innanzitutto, si aumenta la reazione tra anodo e catodo dell'oscillatore, portando più vicino possibile al catodo del convertitore autooscillante la bandierina di accoppiamento (indicata in fig. 3 come trimmer C_{KF}). In secondo luogo, si aumenta l'ampiezza delle oscillazioni abbassando la resistenza catodica dal valore di 250 Ω (valore senza il diodo Varicap) a quello di 200 Ω.

Per controllare quantitativamente sia l'accoppiamento del diodo Varicap che il valore della reazione dell'oscillatore è necessario poter misurare abbastanza esattamente il valore della tensione oscillante. Un sistema molto semplice consiste nel misurare la variazione della corrente continua anodica dell'oscillatore (ΔI_a) in due diverse e ben distinte condizioni di funzionamento: e cioè in condizione di funzionamento dell'oscillatore e in condizione di bloccaggio del medesimo. Quanto più grande sarà il valore di ΔI_a tanto più grande sarà l'ampiezza della tensione oscillante.

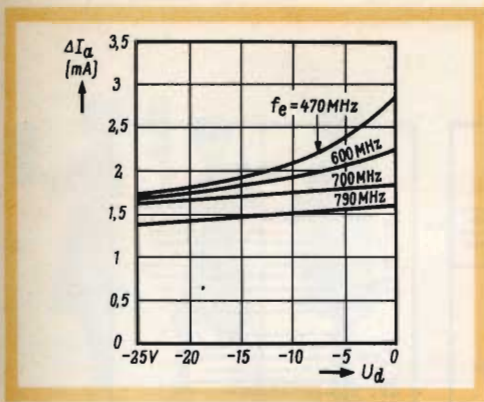



Fig. 6 - Variazione della corrente anodica (ΔI_a) del convertitore autooscillante in funzione della tensione V_d, con la tensione f_e come parametro.

Pertanto, nella regolazione dell'accoppiamento tra i terminali del diodo e la linea di risonanza in $\lambda/2$ del circuito anodico dell'oscillatore si dovrà tener presente che la precedente misura di ΔI_a non risulti inferiore a 1,3 mA.

In ogni modo, regolando opportunamente i terminali di accoppiamento del diodo si può sempre raggiungere uno spostamento di frequenza (Δf) sufficientemente grande in tutto il campo UHF (bande IV e V) senza che l'oscillatore venga bloccato o oscilli debolmente.

Misure

In fig. 4 sono indicate alcune curve riferentisi alla variazione di frequenza (Δf) in funzione della tensione inversa ($-V_D$) applicata al diodo Varicap; come parametro serve la frequenza di ingresso (f_e).

In fig. 6 è indicata la variazione della corrente (ΔI_a) in funzione della tensione applicata al diodo ($-V_D$); ΔI_a serve per valutare l'ampiezza di oscillazione dell'oscillatore. Anche in questo caso serve, come parametro, la frequenza d'ingresso del selettore (f_e).

Nella tabella acclusa sono indicati, per i due valori estremi della tensione applicata al diodo Varicap (da 0 V a — 25 V) e per differenti frequenze di accordo, i rispettivi valori che assumono la cifra di fruscio, la larghezza complessiva della banda (misurata tra i punti di massima risonanza

Tabella A - Cifra di fruscio, larghezza complessiva di banda, amplificazione di potenza, tensione irradiata dall'oscillatore in funzione della frequenza ricevuta e per una variazione della tensione applicata al Varicap compresa tra 0 e — 25 V.

f_e		470	500	550	600	650	700	750	790	MHz
	— V_D									
F	0 V	16	16,5	14,5	21	20	19	22	25	kT_0
	25 V	17	17	16	23	21	20	24	26	
B_{tot}	0 V	6,5	7,6	8,1	8,5	8,8	8,1	8,5	7,0	MHz
	25 V	6,3	7,4	7,5	8,2	8,2	8,0	8,2	6,5	
A	0 V	20	18	18	18	16	14	13	12	
	25 V	18	16	16	17	14,5	12,5	12	11	
$f_{osc.}$	0 V	506	536	586	636	686	736	786	—	MHz
	25 V	509	539	588,5	638,5	688	738	788	—	
$V_{oscill.}$ in antenna	0 V	2,0	1,8	1,4	0,8	0,9	1,2	1,6	—	mV
	25 V	1,6	1,4	0,8	0,6	0,8	1,1	1,5	—	

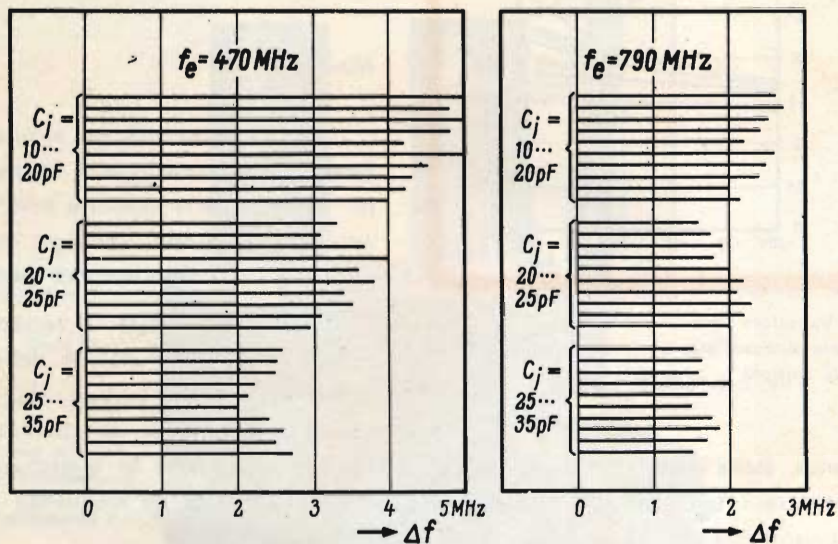



Fig. 7 - Influsso delle tolleranze di produzione della capacità della giunzione del diodo BA 101 sullo spostamento di frequenza Δf, alla più bassa e alla più alta frequenza di ingresso f_e.

della curva di risposta), l'amplificazione di potenza e la tensione irradiata dall'oscillatore, presente ai morsetti di ingresso di antenna (60 Ω). Come appare dalla tabella, nelle due condizioni estreme di funzionamento del diodo Varicap (0 V a — 25 V) i suddetti parametri risultano variati di poco.

Influenza della dispersione della capacità della giunzione del diodo BA 101 sullo spostamento della frequenza.

Per valutare l'influsso delle tolleranze di produzione della capacità della giunzione del diodo BA 101 sullo spostamento della frequenza, vengono inseriti successivamente, in un selettore UHF, 30 esemplari del diodo BA 101, scelti in modo da comprendere tutto il campo di tolleranze ammissibile. Per ogni singolo diodo, l'accoppiamento viene regolato in modo da avere la stessa ampiezza di oscillazione (identico valore di ΔI_a).

La variazione di frequenza (Δf) prodotta da una variazione di polarizzazione del diodo da 0 V a — 25 V viene misurata, per ciascun diodo, alla più alta e alla più bassa frequenza d'ingresso del selettore. Il risultato di queste misure è indicato in fig. 7. Da esse si vede come, per una variazione della tensione continua da 0 a — 25V, si abbia rispettivamente una massima ed una minima variazione di frequenza di 5 MHz e di 1,5 MHz.

L. C.

NON GIOCATE A MOSCA CIECA...

IL NOME PIU QUOTATO IN ELETTRONICA

Quando acquistate i tubi elettronici per il Vostro laboratorio di servizio Radio-TV, non giocate a mosca cieca! Sono i componenti più critici per il Vostro lavoro; sono la base del Vostro successo tecnico e commerciale. La scelta a caso di un tubo elettronico di qualunque marca può significare per Voi la perdita del Vostro prestigio professionale: se il tubo si guasta nuovamente dopo il Vostro intervento, il cliente Vi accuserà di un lavoro poco scrupoloso e non si servirà più di Voi.
Scegliete con sicurezza RCA, i tubi costruiti e collaudati anche in base alle esigenze del servizio Radio-TV, secondo un programma inteso al continuo miglioramento della qualità.

Richiedete i tubi RCA
presso il Vostro grossista o il Vostro negozio di fiducia

ATES

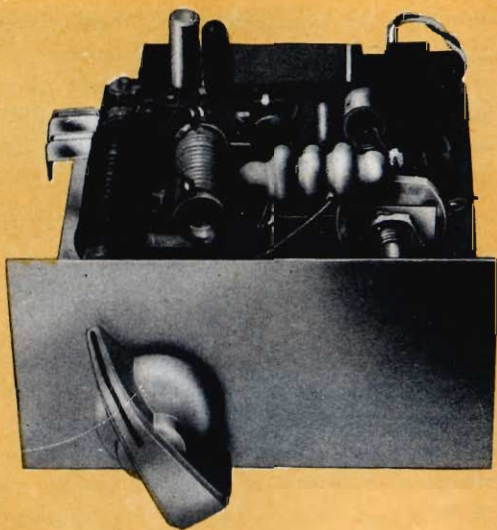
AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.p.A.

" Iparapido "

Dott. Ing. PAOLO AITA

Corso S. Maurizio 65 - TORINO - Telef. 82.34

FABBRICA MATERIALI E APPARECCHI PER L'ELETTRICITÀ

RICEVITORE A SUPER REAZIONE PER 21 e 28 MHZ

Chiunque, si dedichi all'elettronica, sia professionalmente che per diletto, è alla continua ricerca del circuito che « rende di più », che è più semplice, meno costoso, e che dà i migliori risultati.

Un'altra ricerca, che non avrà mai fine, è quella dello schema di un ricevitore per onde corte che, con due o tre valvole, o due o tre transistor, dia il rendimento del famoso 75A4 di Collins o giù di lì.

Ma a parte le utopie, anche da un piccolo apparecchio con pochi componenti, è possibile ottenere buoni risultati; è possibile, per esempio, costruire con pochi transistor, ricevitori per onde corte la cui sensibilità sfiori il paio di microvolt.

E parrà strano, ma per ottenere simili risultati non occorrono complicatissime supereterodine, anzi, dato che il guadagno dei transistor di normale impiego non è gran che, sarebbe arduo voler raggiungere sulle onde corte con una supereterodina, una sensibilità del genere.

Il circuito che, meglio di ogni altro, permette di ottenere questi risultati, è il buon vecchio rivelatore a super-reazione, spolverato dai primordi della tecnica delle radio-comunicazioni ed adattato ai transistor.

Per chi non lo conoscesse, perchè da poco iniziato all'elettronica, accenneremo brevemente al suo funzionamento.

Il rivelatore a super-reazione è come un oscillatore innescato, la cui oscillazione, ritmicamente interrotta a frequenza prossima alla soglia superiore dell'audibilità o ultrasonora, viene modulata dal segnale esterno.

La rivelazione del segnale modulato darà luogo ad un'onda a frequenza acustica, udibile nel ricevitore.

In pratica, l'altissima sensibilità del super-rigenerativo deriva dal fatto che esso funziona come un ricevitore a reazione « innescato », mentre, come si sa, per poter usare un ricevitore a reazione, che è già assai sensibile, ci si deve « approssimare » per quanto possibile all'innesco, che sarebbe il punto della massima amplificazione, ma fermarsi prima .

D'altro canto, il rivelatore a super-reazione presenta un handicap non trascurabile: ha una bassa selettività « costituzionale » ed inoltre, se è a valvole, presenta il gravissimo difetto di irradiare fortemente; il che è evidente, trattandosi di un oscillatore.

Volendo costruire un piccolo ricevitore per onde cortissime (attorno a 30 MHz), tenuti presenti i detti svantaggi, si è ugualmente voluto provare il sistema a superreazione impiegando i transistor, e ciò nel presupposto che essi dovessero pressochè

annullare lo svantaggio dell'irradiazione data la bassissima potenza in gioco; si è infatti pensato che se un triodo rivelatore a super-reazione, alimentato a 250 Volt, assorbe 5 mA, è un oscillatore da più di 1 W.

Per contro l'irradiazione di un transistor può essere commisurata solo in rapporto al paio di milliwatt di dissipazione in cui lavora.

Eseguite alcune prove preliminari, i risultati ottenuti furono talmente buoni, da indurci a ristudiare il tutto in versione più raffinata, tale cioè da poter veramente sfruttare le buone chances di questo ricevitore che, funzionando su una frequenza relativamente alta, non « intasata » quindi di segnali come le gamme attorno a 10 MHz, risentisse poco della mancanza di selettività. I risultati ottenuti con il ricevitore perfettamente a punto sono stati i seguenti:

IRRADIAZIONE - pressochè nulla, tanto che un ricevitore « HALLICRAFTER » S-107, posto al massimo della sensibilità, con un'antenna di 4 m collegata a questo ultimo, e con un'antenna di fortuna (ma efficiente) per il primo, non captò alcun disturbo a circa 30 m dal ricevitore a super-reazione.

SENSIBILITÀ - misurata in laboratorio, circa 3 μV.

SELETTIVITÀ - nessuna attenuazione per uno spostamento del segnale di circa 100 kHz dall'accordo.

ATTENUAZIONE - circa 6 dB per 250 kHz.

Se le prestazioni di cui sopra, paragonate a quelle di un ricevitore supereterodina multivalvolare, possono lasciare un pochino in « forse » il lettore, ogni cosa cambia pensando alla semplicità costruttiva di questo apparecchio.

Come rivelatore a super-reazione (TR1) è stato usato il transistor Philips OC171.

Poichè le gamme maggiormente interessanti la massa degli appassionati di radiocomunicazioni, sono quelle dette « dei 21 e dei 28 MHz » (15 e 10 mt), il rice-

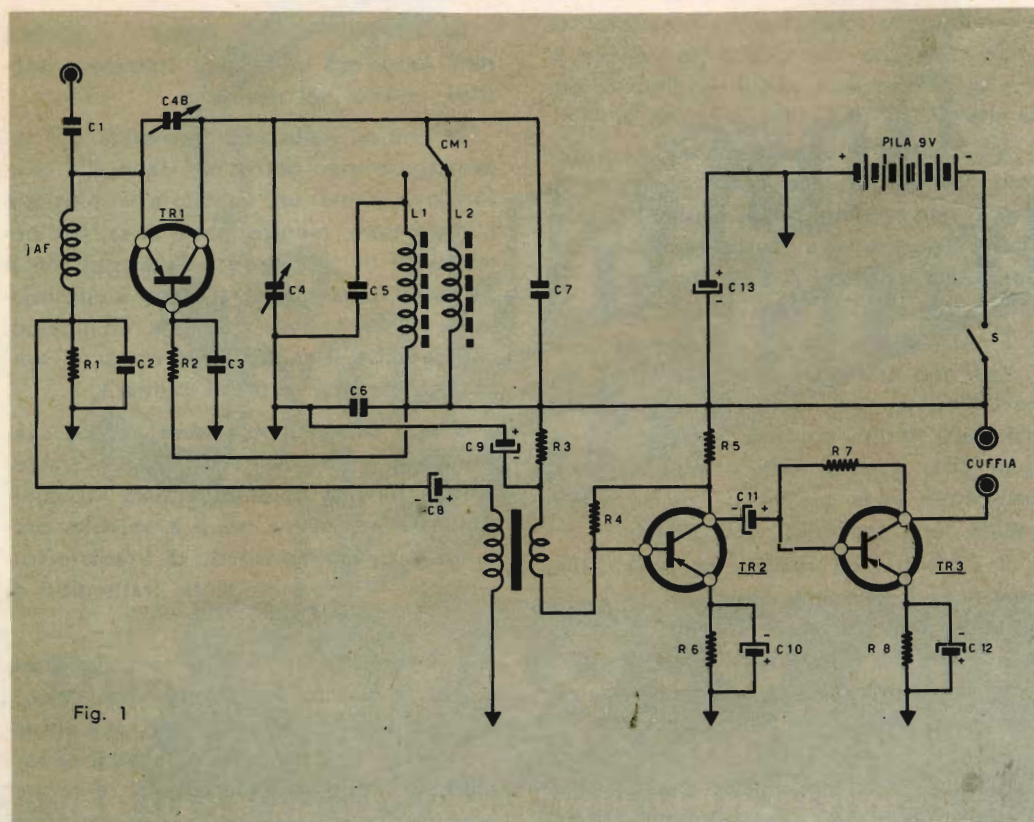



Fig. 1

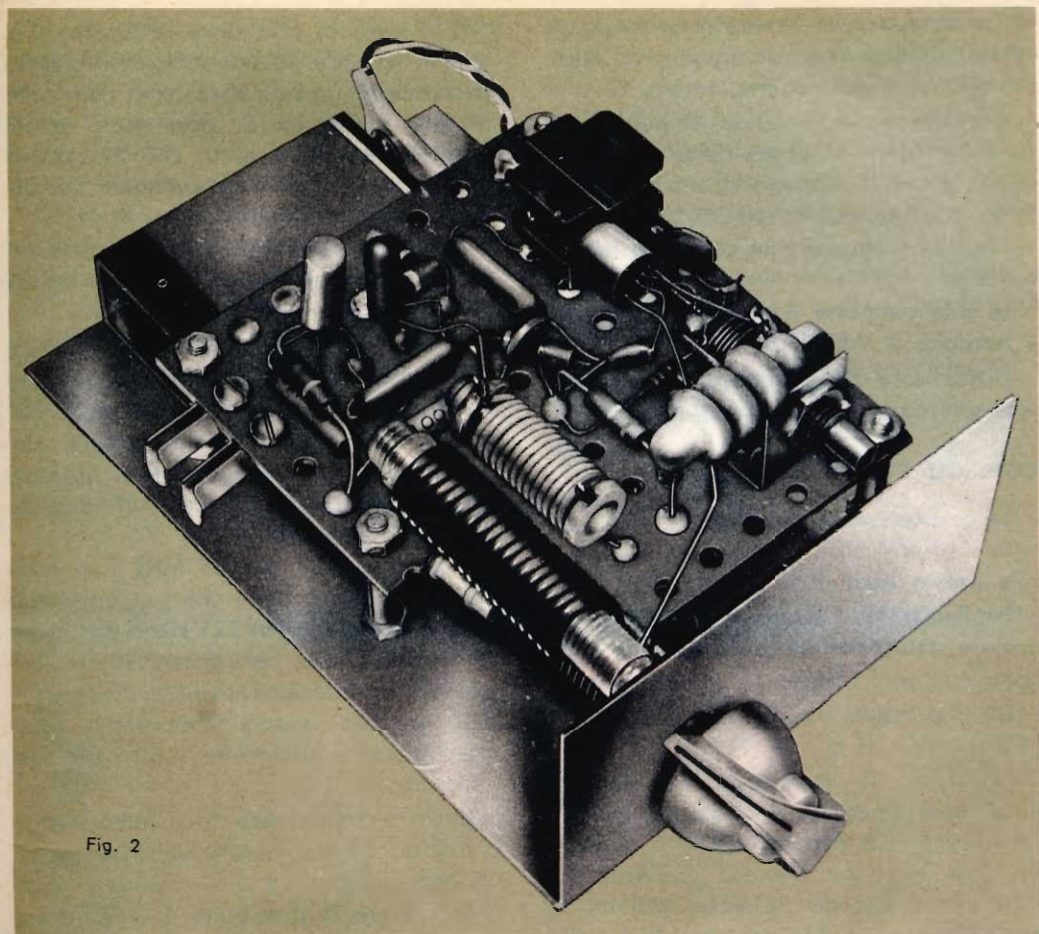



Fig. 2

vitore è stato costruito a due gamme, usando due bobine separate, una per ciascuna gamma.

Il segnale in arrivo dall'antenna è applicato, tramite C_1 all'entrata aperiodica della bobina collegata coll'emettitore che lo amplifica.

Per la presenza del condensatore C_4B, parte del segnale viene poi retrocessa all'ingresso, per creare l'innesco, da cui nasce l'oscillazione persistente.

Lo « spegnimento », ovvero l'interruzione ritmica dell'oscillazione, lo si ha tramite un circuito R_2 - C_3 posto in serie alla base dei transistor.

Il segnale, rilevato in queste condizioni, viene recuperato in corrispondenza alla resistenza R_1, ed inviato tramite C_8 all'amplificatore audio.

Per un miglior adattamento d'impedenza fra l'uscita del TR1 e l'ingresso del preamplificatore TR2 (che è un OC75) è stato impiegato un trasformatore intertransistoriale P/154 G.B.C. Volendo, esso potrebbe anche essere omesso collegando direttamente C_8 alla base di TR2 e rimaneggiando la connessione delle resistenze di polarizzazione di questo ultimo; prove fatte hanno però permesso di constatare come il rendimento con l'uso del trasformatore sia molto superiore.

Su TR2, come si vede nello schema, non c'è molto da dire; la resistenza R_4 è stata collegata fra collettore e base per un miglior responso audio; inoltre, con la resistenza R6, ovviamente bypassata da C10, è stato stabilizzato il punto di lavoro del transistor.

Come amplificatore finale del ricevitore è stato usato il transistor OC72.

Con questo apparecchio è preferibile l'ascolto in cuffia in quanto, così, si è meno disturbati dai rumori ambientali che usan-

do un altoparlante; si possono a questo modo cogliere anche segnali che altrimenti non si udrebbero.

È evidente che, volendo, si può benissimo collegare al posto della cuffia (da 500 Ω circa) il primario di un trasformatore di uscita adatto all'OC72 ed usare un sensibile altoparlante connesso sul secondario.

La pila da usare è quélla « standard » a tensione 9 Volt.

Il ricevitore consuma circa 12 mA; una sola pila darà quindi mesi di ascolto.

CONSIGLI PER LA COSTRUZIONE

La costruzione è semplice, tutto il materiale componente il ricevitore è reperibile presso qualunque sede G.B.C.

Per facilitarne l'acquisto, in calce all'articolo è stata riportata una lista delle parti occorrenti ed i riferimenti di catalogo.

Devono essere autocostruite solo le due bobine per i 21 e i 28 MHz.

Per fare ciò avvolgere, per la bobina dei 21 MHz, su un supporto 0/691, 16 spire di filo per collegamenti coperto in vipla, e su un identico supporto, 10 spire per quella dei 28 MHz; nell'uno e nell'altro caso, i due capi andranno saldati ai terminali già predisposti sul supporto.

Non vi sono altri pezzi da costruire o modificare.

Il prototipo, pur essendo in uso da parecchio tempo, ha sempre mantenute inalterate le caratteristiche iniziali. Si lascia libero il costruttore di adoperare il mobiletto che riterrà più opportuno; per quel che riguarda la disposizione delle parti è bene che essa sia quella di fig. 2.

In ogni caso, comandi di uso continuo quali il variabile ed il commutatore di gamma (semplice deviatore), è bene che sporgano dal ricevitore, mentre il compensatore che regola la super-reazione (C4B) una volta regolato non va più toccato, e pertanto può essere montato all'interno.

L'osservazione delle fotografie del montaggio renderà chiaro al lettore ogni particolare, e dissiperà eventuali dubbi.

Si è ritenuto comodo e razionale montare il ricevitore su uno chassis di plastica perforata, in quanto esso ha il non indifferente vantaggio di permettere sia lo spostamento delle parti, che in caso di modifiche successive, le eventuali aggiunte di altri componenti.

Sono stati usati quali capicorda i classici occhielli ribattuti, comodi da usare anche per il fissaggio delle parti.

I componenti sono tutti miniaturizzati, quindi assai leggeri, pertantc a cominciare dai supporti O/691, e fino al trasformatore P/154, è stato sufficiente saldare i singoli terminali dei componenti ai rispettivi occhielli, per ottenere una sufficiente rigidità ed inamovibilità.

Anche se i 21 e i 28 MHz non sono iperfrequenze, è bene che i collegamenti relativi al circuito del TR1 siano per quanto possibile corti, ben distanziati fra loro (ad evitare intercapacità parassite), e saldati con cura: naturalmente senza sottoporre a surriscaldamento i terminali del transistor.

Occorre rammentare che il condensatore d'accordo C4 ha, per la radio-frequenza, un lato « caldo » ed uno « freddo », quindi per avere la possibilità di sintonizzare il ricevitore senza l'insorgere di inneschi, slittamenti ecc. è necessario connettere a massa il rotore del variabile.

MESSA A PUNTO

La messa a punto del ricevitore comprende due fasi:

1) messa in gamma

2) taratura.

La messa in gamma è molto semplice se si dispone di un grid-dip meter: basta aggiustare i nuclei delle bobine in modo che la completa rotazione del variabile provochi la esplorazione completa della gamma desiderata.

Non disponendo del grid-dip meter, si può usare un altro ricevitore che abbia la scala assolutamente tarata .

In questo caso si collegherà l'antenna del nostro ricevitore alla boccola d'ingresso corrispondente a C1; i due ricevitori saranno in sintonia quando nel primo si

udrà un soffio profondo. Evidentemente anche il generatore modulato può servire per una classica taratura; per questo, messo in gamma il ricevitore, si collegherà l'antenna e si provvederà ad ascoltarne il funzionamento.

Quasi certamente il soffio della superreazione non sarà uniforme su tutta la gamma: anzi, il ricevitore tarderà a bloccarsi verso le frequenze più alte ed a fischiare su quelle più basse. Per ottenere un funzionamento lineare, si dovrà regolare C4B con estrema cura, provando e riprovando, con piccoli spostamenti. Ogni volta, una completa rotazione del variabile C4 permetterà di trovare la capacità esatta di C4B.

Per regolare C4B è bene impiegare un cacciavite in plastica o qualcosa di simile, perchè con un normale cacciavite si falsa la regolazione.

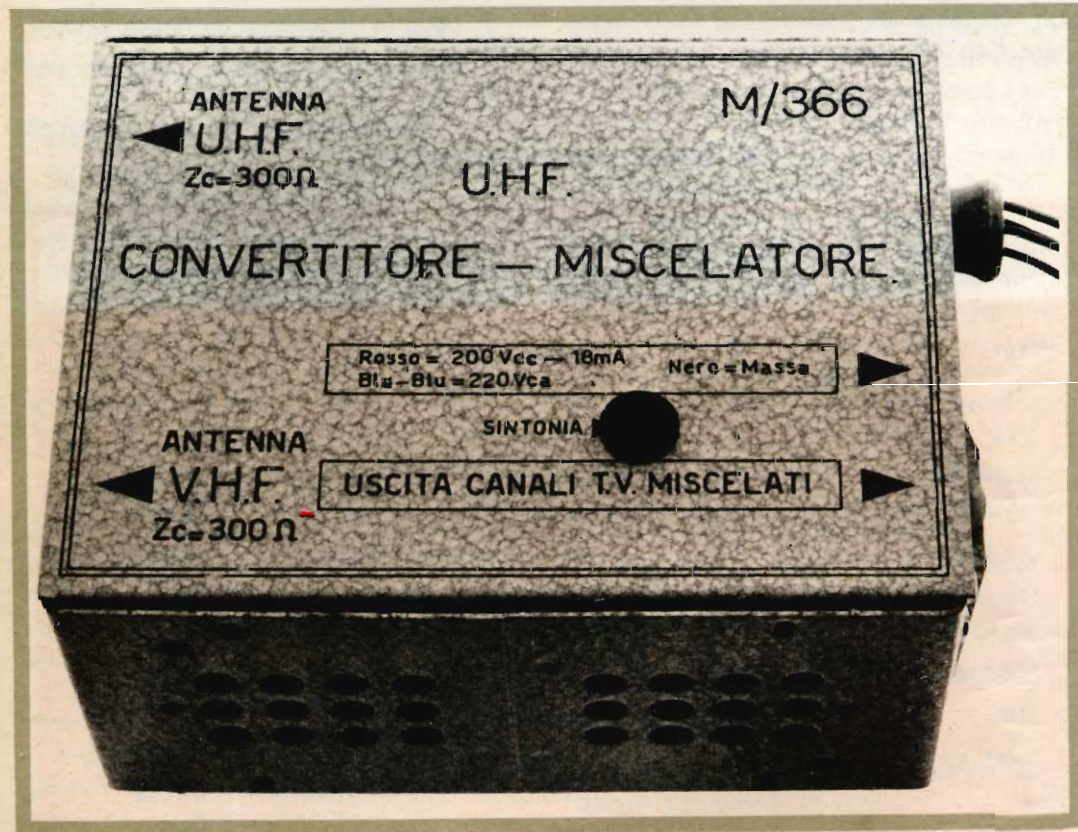
Ultimata felicemente questa regolazione, non ci sarà che ruotare lentamente il variabile... ed ascoltare.

E, detto in linguaggio da radioamatori... « buoni DX ».

ELENCO DEI COMPONENTI

Simbolo	Quantità	Descrizione	N° catalogo
TR1	1	Transistor OC171 Philips	
TR2	1	» OC75 »	
TR3	1	» OC72 »	
C1-C5-C7	3	Cond. ceramici 6,8 pF	**B/11**
C2-C3	2	» » 1500 pF	**B/16**
C4-C4B	2	Comp. ad aria prof. 2,5/15	**O/62**
C6	1	Cond. ceramici 4700 pF	**B/16**
C8-C11	2	Microelett. 10 μF 12 Vl.c.c.	**B/337-1**
C9-C10-C12-C13	4	» 100 μF 12 Vl.c.c.	**B/339-1**
JAF	1	Impedenza RF 2mH	**O/497-3**
CM1	1	Deviatore 1 via 2 posizioni	**G/1155**
T1	1	Trasformatore intertransistoriale	**P/154**
L1-L2	2	Bobine-v. testo-avvolte su supporti	**O/691**
S	1	Interruttore unipolare	**G/1101**
R1-R6	2	Resist. 1,5 k - 1/2/W	
R2-R4	2	» 270 » - »	
R3	1	» 10 » - »	
R5	1	» 6,8 » - »	**D/31**
R7	1	» 56 » - »	
R8	1	» 220 » - »	
cuffia	1	Cuffia magnetica 500	**P/311**
pila	1	Pila comune da 9 V per ricevitore a transistor	**I/448** **I/449**

CONVERTITORE - MISCELATORE

UHF - VHF

DATI TECNICI

BANDA RICEVIBILE

Nel campo UHF 470 ÷ 581 MHz, cioè tutta la banda III^{a} (canali 21 ÷ 34).

IMPEDENZA D'ENTRATA

UHF - Zc = 300 Ω
VHF - Zc = 300 Ω.

AMPLIFICAZIONE

a 400 MHz in tensione = 13.

RADIAZIONE

Misurata a 3 metri e a 300 MHz (oscillatore locale), secondo norme I.E.C.: ≤ 300 μV/m.

STABILITA' OSCILLATORE

Deriva termica (dopo 2' dall'accensione e fino a 60') Δt = 25° C a 400 MHz ≤ ± 300 kHz
Per variazione della tensione di rete del ± 10 % a 400 MHz = 300 kHz

VALVOLE IMPIEGATE

1) 6AB4 - Oscillatrice
1) 6BK7A - Amplificatore canale VHF
1) 1N82A - Diodo miscelatore a basso rumore.

L. 19.500
- prezzo di listino -

DAL GERMANIO GREZZO AL TRANSISTOR FINITO

Una moderna linea di produzione di transistor.
(Per concessione della Nippon Electric Co., Ltd. Tokyo)

Il transistor, per costituzione e funzionamento, è molto più semplice di una comune valvola termoionica e proprio questa sua semplicità lo fa preferire, in molti impieghi, a quest'ultima.

I componenti di un transistor sono ben lontani dal dare quell'impressione di precisione e di complessità che si ha tutte le volte che si osserva la struttura elettrodica anche del più semplice triodo. Ma sotto l'aspetto così modesto e semplice quali delicati processi di fisica pura si nascondono!

Mentre è ben nota la costruzione di una valvola termoionica non altrettanto noti sono i moderni sistemi di produzione dei transistor. Nelle pagine che seguono, vogliamo dare al lettore un'idea panoramica dei compiessi procedimenti che hanno luogo lungo una linea di produzione di transistor, partendo dal germanio grezzo contenuto, sotto forma di ossidi, in alcuni minerali, fino al transistor finito.

Purificazione del germanio e formazione del monocristallo

Il germanio richiesto per la fabbricazione dei semiconduttori viene ricavato da alcuni ossidi presenti, per esempio, nella germanite, un minerale che, oltre al rame, contiene fino all'8 % di germanio.

L'ossido di germanio, G_eO_2, estratto dalla germanite, subisce molti trattamenti chimici; tra tutti, il più importante, è quello mediante il quale, previa aggiunta di cloro, si riconduce l'ossido di germanio a tetracloruro di germanio, G_eCl_4; questo, a sua volta, ulteriormente frazionato e distillato, viene nuovamente ricondotto al primitivo ossido di germanio.

In una fase successiva, tale ossido viene ridotto mediante una corrente di idrogeno che lo trasforma in germanio chimicamente puro.

Il grado di purezza ottenuto per via chimica non è sufficiente per la fabbricazione dei semiconduttori.

È infatti impossibile ottenere con i normali processi chimici un grado di purezza che prevede un atomo di impurità al massimo su 10.000.000.000 (10^{10}) di atomi di germanio.

Questo eccezionale grado di purezza può essere ottenuto solamente per via fisica.

Il sistema attualmente impiegato per la purificazione del germanio è chiamato « a zona fusa ».

Con questo procedimento, una barretta di germanio viene posta in un crogiolo di grafite, a sua volta disposto entro un tubo di quarzo riempito di gas inerte.

Il tubo di quarzo contenente il crogiolo con dentro la barretta di germanio, viene spostato lentamente lungo il campo formato da spire percorse da intense correnti a radiofrequenza; queste, per induzione, provocano la fusione della zona della barretta che passa vicino ad esse.

Il germanio fuso, allontanandosi dalla spira, si raffredda e torna poi a fondersi nuovamente alla spira seguente.

In questo modo, il germanio viene assoggettato a continue fusioni e solidificazioni.

L'effetto di purificazione è ottenuto in quanto, per una nota legge di fisica, qualsiasi corpo, solidificando, tende ad espel-

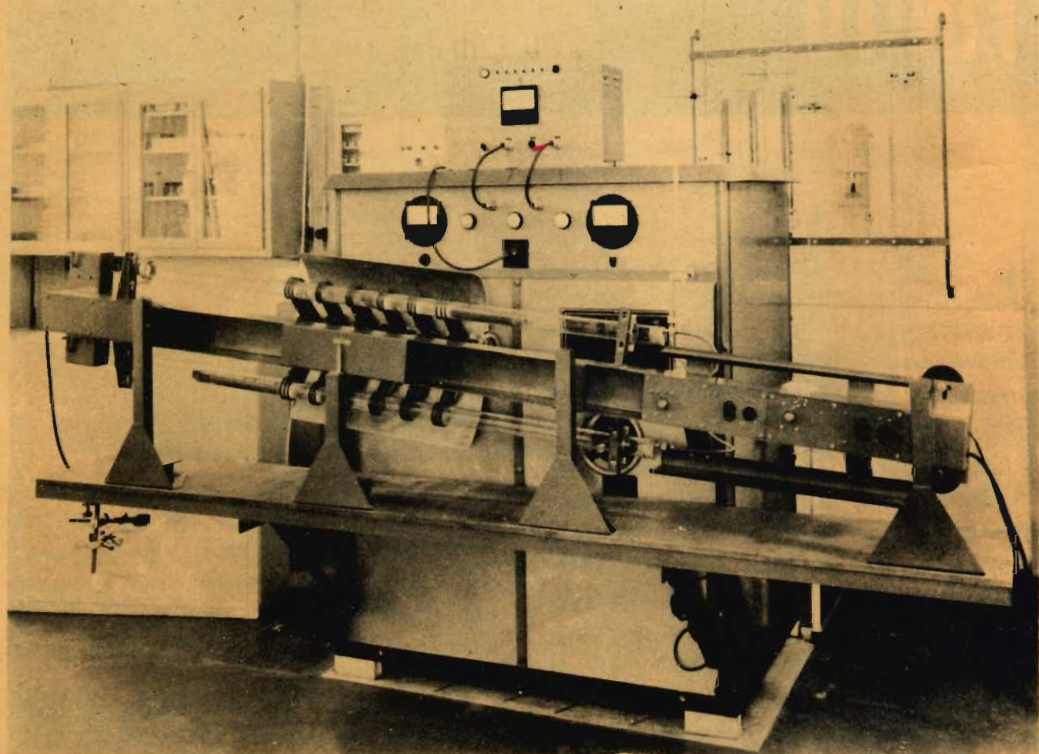



Fig. 1 - Apparecchiatura per la purificazione del germanio con il sistema « a zona fusa ».
Si notano, il tubo di quarzo contenente il crogiolo dove è stato deposto il lingotto di germanio, le spire percorse dalle correnti a radio frequenza incaricate di fondere il germanio, il complesso meccanico che trasporta il tubo di quarzo in un lento e continuo andirivieni.
A operazione ultimata, tutte le impurità contenute nella primitiva sbarra di germanio si trovano accumulate agli estremi della medesima.

(Per concessione della Philips)

lere tutti i materiali estranei in esso contenuti.

Alla fine di questa fase, le scorie presenti nel germanio primitivo si ritroveranno tutte concentrate agli estremi della barretta, e verranno tagliate via.

Il grado di purezza di questo germanio in barrette, viene stabilito misurando la conducibilità elettrica delle medesime.

Le barrette di germanio che hanno subito il processo di purificazione « a zona fusa », non sono ancora adatte per formare elementi semiconduttori.

Nel reticolo del germanio sono ancora presenti elementi estranei. Per eliminarli, il germanio viene nuovamente fuso e sottoposto a un « processo di tiratura » che ha lo scopo di formare il **germanio puro monocristallino.**

Il processo di tiratura per la formazione del monocristallo è un'operazione molto delicata; oltre che avvenire in ambienti con atmosfera altamente condizionata e libera da pulviscolo, esso deve essere effettuato senza la pur minima scossa.

Per questo motivo, il processo per la formazione di germanio monocristallino ha luogo in ambienti sotterranei dove vengono prese tutte le precauzioni possibili perchè le apparecchiature non siano soggette a sollecitazioni meccaniche.

L'apparecchiatura principale impiegata per la formazione del monocristallo è formata da un tubo di quarzo, di notevole diametro, riempito di gas inerte.

Dentro questo tubo viene sistemato, in basso, un crogiolo di grafite dove il germanio viene portato allo stato fuso, per induzione, mediante spire opportunamente sagomate, avvolte tutt'intorno ad esso e percorse da corrente a radiofrequenza.

Il germanio monocristallino è ottenuto

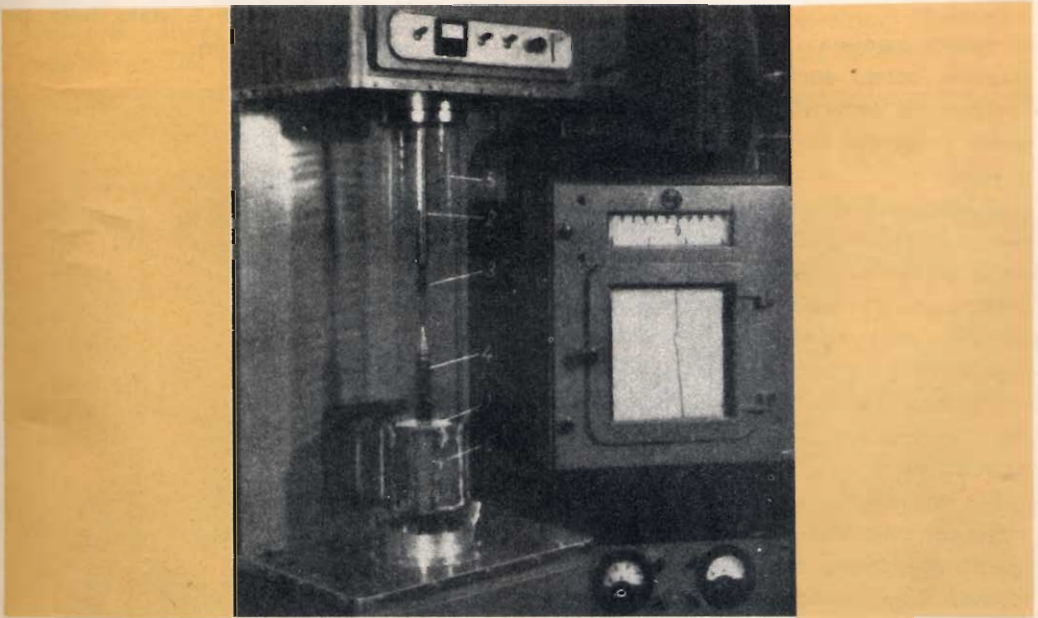



Fig. 2 - Apparecchiatura per la preparazione del germanio monocristallino: 1) crogiolo contenente germanio fuso, 2) perno ruotante, 3) sostegno del germe di cristallo di germanio, 4) barra di germanio monocristallino già formato.
Il tutto è contenuto in un tubo di vetro di quarzo (5) riempito di gas inerte.
Il crogiolo è circondato da spire opportunamente sagomate, raffreddate ad acqua, e percorse da correnti a radio frequenza.
A destra, si trova il registratore per il controllo automatico della temperatura di fusione.

(Per concessione della Philips)

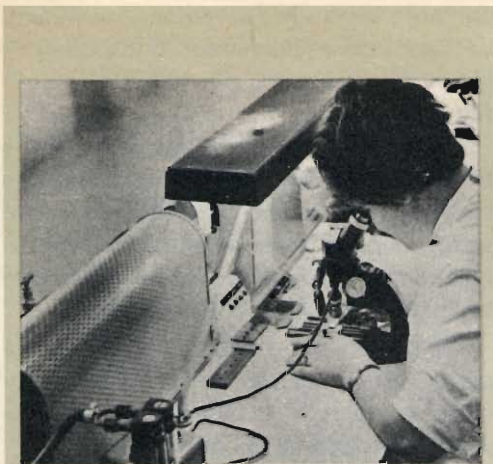



Fig. 3 - Le sferette di indio destinate a formare il collettore e l'emettitore vengono deposte sulle piastrine di germanio monocristallino fissate su apposito contenitore di grafite.
Il tutto verrà successivamente fatto passare in forni speciali dove a 700° C si formerà la giunzione base-emettitore mentre a 600° C, in un altro forno si formerà la giunzione collettore-base.
Questi forni sono riscaldati induttivamente e viene fatto circolare in essi un gas inerte.

(Per concessione della Telefunken)

in questa maniera: in cima ad un perno girevole dotato anche di un movimento verticale di andirivieni, viene fissato un **seme o germe di cristallo** (cristallo di innesto).

Questo cristallo-innesto, con reticolo puro e orientato nella maniera voluta, viene immerso nel germanio fuso, ruotato lentamente con velocità uniforme e, altrettanto lentamente, tirato fuori dalla massa del germanio fuso.

Ripetendo molte volte questa operazione si perviene alla formazione di una barretta di germanio puro cristallino.

Per non avere irregolarità nella formazione del reticolo cristallino, durante tutta questa operazione non devono verificarsi scosse. Aggiungendo al germanio fuso piccole quantità, per esempio, di antimonio, si otterrà germanio cristallino del tipo N che servirà per formare la base dei transistor P-N-P.

Formazione delle piastrine di germanio

La sbarretta di germanio monocristallino di tipo N, ottenuta con i processi precedentemente descritti, viene successivamente tagliata in « fette » sottili mediante una sega di diamante azionata automaticamente.

Queste fette di materiale semiconduttore vengono rettificate in modo da avere superfici liscie e parallele.

Per poter suddividere la « fetta di germanio » in minuscole piastrine quadrate, si effettua su di una superficie della medesima un'incisione a forma di reticolo delle dimensioni volute.

Le piastrine così ottenute sono sottoposte a lavaggio chimico e a successiva essiccazione; vengono quindi sistemate e ordinate in speciali « forme » o contenitori, per essere controllate otticamente mediante microscopio binoculare.

Per la manipolazione di queste minuscole piastrine viene impiegata una speciale « pinzetta ad aspirazione » costituita da un ago ritorto, cavo all'interno, collegato ad un cavo di gomma che fa capo ad un serbatoio dove è stato fatto un vuoto abbastanza spinto.

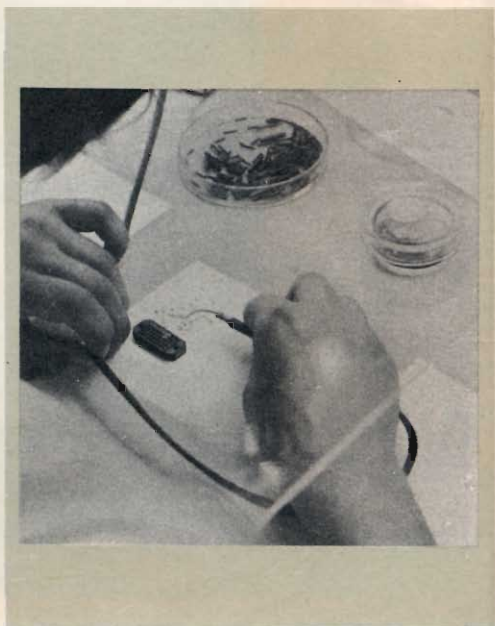



Fig. 4 - I contenitori dove vengono deposte le piastrine di germanio sono di grafite.
Le piastrine di germanio vengono manipolate e sistemate negli appositi « loculi » mediante una pinza speciale a decompressione. Le piastrine infatti vengono aspirate e trattenute sulla bocca della pinzetta.

(Per concessione della Telefunken)

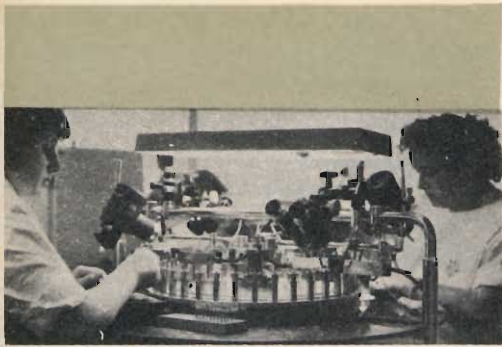



Fig. 5 - Prima dell'incapsulatura del transistor ha luogo il fissaggio dell'emettitore, della base e del collettore ai rispettivi terminali del fondello.
Questa delicata fase, in cui i terminali di argento stagnato vengono fissati rispettivamente alle sferette costituenti l'emettitore ed il collettore ed al supporto della base, viene controllata stereoscopicamente mediante microscopi binoculari.
(Per concessione della Telefunken)

La piastrina viene quindi « aspirata » e trattenuta sulla « bocca », opportunamente sagomata, della « pinzetta ».

Per il rilascio della piastrina basta azionare una valvola sistemata in un punto determinato del cavo di gomma.

Formazione delle giunzioni del transistor

Nei transistor P-N-P la zona P dell'emettitore e del collettore è ottenuta mediante un « processo di lega » realizzato tra la piastrina di germanio N, precedentemente formato, ed una minuscola sferetta di indio.

In ciascuna piastrina fissata nel contenitore di grafite, viene perciò disposta una sferetta che diventerà il futuro emettitore.

La giunzione N-P (base-emettitore) è realizzata portando la piastrina con sopra la sferetta di indio dentro un forno con temperatura di 700 °C e con atmosfera di gas inerte.

La stessa operazione si ripete disponendo una seconda sferetta di indio, di maggior diametro, sull'altra faccia della piastrina di germanio N e facendo sostare il tutto in un secondo forno dove la giunzione P-N (collettore-base) è ottenuta, per lega, alla temperatura di 600 °C.

L'elemento P-N-P risultante viene quindi disposto su di un anello di stagno e portato in un terzo forno con temperatura di 450°, dove avviene la saldatura della piastrina (base) sull'anello-supporto. Il tutto è successivamente sottoposto ad attacco chimico e quindi abbondantemente risciacquato ed essiccato a 140 °C.

Con questo, l'elemento base costituente il transistor è pronto.

Incapsulatura del transistor

Attualmente, la capsula di protezione dei transistor, di limitata potenza, è di vetro.

Essa viene preparata a parte.

Anche il fondello del transistor, dove sono fissati i tre terminali di collegamento della base, dell'emettitore e del collettore, è preparato da macchine automatiche.

Ai terminali dell'emettitore e del collettore del fondello vengono saldati dei conduttori di argento stagnato, mentre l'anello di base viene saldato direttamente al terzo terminale del fondello.

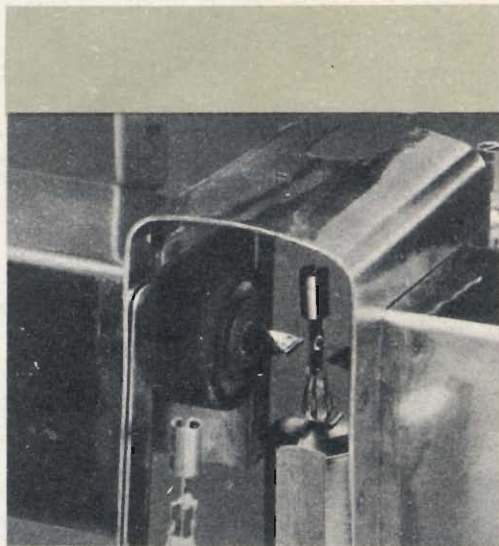



Fig. 6 - Per la saldatura dei fili di argento stagnati sulle rispettive sferette di indio costituenti rispettivamente l'emettitore ed il collettore viene impiegato un getto di idrogeno a temperatura di 275° C.
A questa temperatura i terminali di contatto « affondano » nelle rispettive sferette stabilendo un perfetto contatto ohmico.
Il getto di idrogeno non solo produce riscaldamento ma impedisce qualsiasi ossidazione.
(Per concessione della Telefunken)

Fig. 7 - Saldatura dei fondello del transistor alla capsula di protezione. Durante questa operazione il transistor viene costantemente investito da un getto di aria fredda.

(Per concessione della Telefunken)

La saldatura tra fili di argento stagnato e le rispettive sferette costituenti l'emettitore e il collettore si effettua applicando a questi terminali una leggera tensione elettrica in un'atmosfera di idrogeno a 275 °C.

Questa delicata fase di saldatura viene controllata attraverso un microscopio binoculare.

Resi stabili questi contatti mediante resina al silicio, il tutto è incapsulato e passato ad una macchina automatica che provvede alla saldatura del fondello con la capsula stessa.

All'attacco chimico e alla successiva stagnatura dei terminali di collegamento segue la verniciatura in nero della capsula di vetro.

È risaputo infatti che la luce può influenzare il normale comportamento delle giunzioni del transistor.

Viene infine applicato un punto rosso dalla parte dove si trova il collettore. Il transistor è pronto per passare al collaudo elettrico.

Collaudo elettrico interamente automatico

Alcune prove elettriche si svolgono già durante le fasi di preparazione e di costruzione del transistor.

La prova di collaudo principale è quella effettuata dal « tracciatore automatico di curve caratteristiche ».

L'andamento regolare della curva caratteristica, per esempio, $I_C = f(V_{CE})$, indica che il transistor funziona correttamente e che tutte le fasi di lavorazione si sono svolte nel modo desiderato.

Gli eventuali difetti nelle giunzioni vengono infatti immediatamente rivelati dall'andamento anormale di questa curva.

In generale, oltre questo collaudo fondamentale, vengono eseguite altre prove elettriche.

Tutti questi controlli vengono eseguiti, nelle attuali linee di produzione di transistor, **automaticamente.**

Il transistor viene infatti prelevato e collegato a tre morsetti. Tutta la serie dei controlli elettrici viene programmata in precedenza e l'esito di ogni prova elettrica viene indicato dall'accensione di una lampadina colorata in corrispondenza della quale si trova una cassetta con relativo contatore automatico.

Il transistor che provoca l'accensione di una data lampadina viene rilasciato nella rispettiva cassetta.

Dopo un certo tempo, queste cassette saranno più o meno piene di transistor.

Ovviamente alla semplice indicazione fornita dalle varie lampadine colorate corrispondono valori ben precisi dei parametri misurati.

Dalla valutazione delle percentuali dei transistor contenuti in queste cassette e dalla stabilità di queste percentuali si deduce il buon funzionamento di tutta una linea di produzione.

Questo moderno sistema di « controllo a programma » dei parametri principali del transistor, permette di aver sempre sotto controllo tutte le fasi della lavorazione che si svolgono lungo la catena di produzione e di localizzare tempestivamente una particolare fase difettosa.

L. C.

(Rielaborato da Funktecknik)

Sferetta-emettitore

Formazione giunzione base-emettitore

Correnti RF

700 °C

Piastrina Ge

Gas inerte

Sferetta-collettore

Formazione giunzione base-collettore

600 °C

Gas inerte

Fissaggio della base al supporto

450 °C

Supporto della base

Attacco chimico e lavatura

Essiccatura

Elemento-transistor pronto

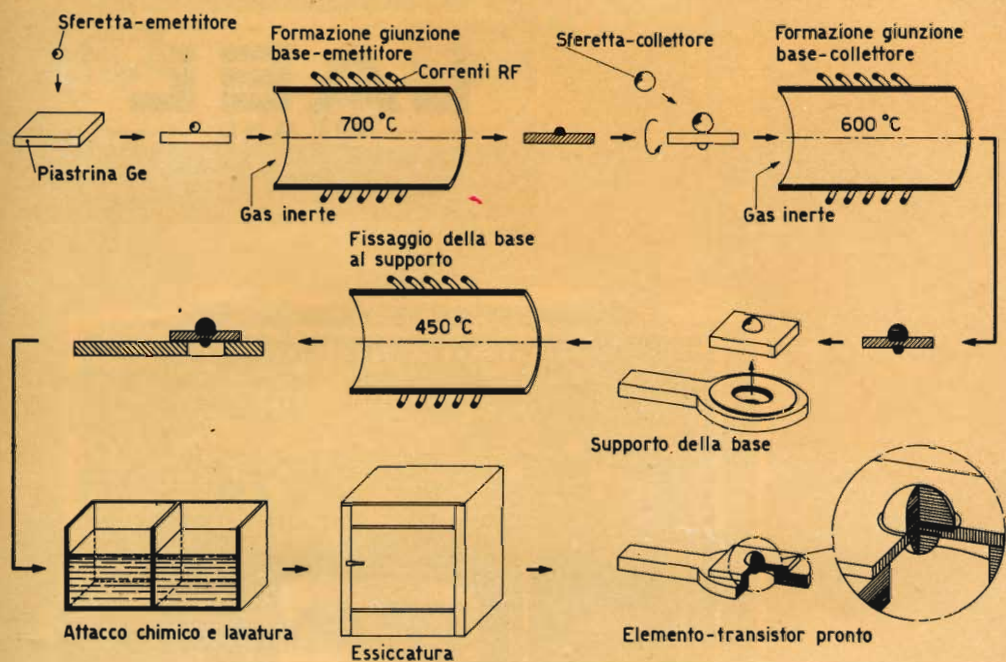
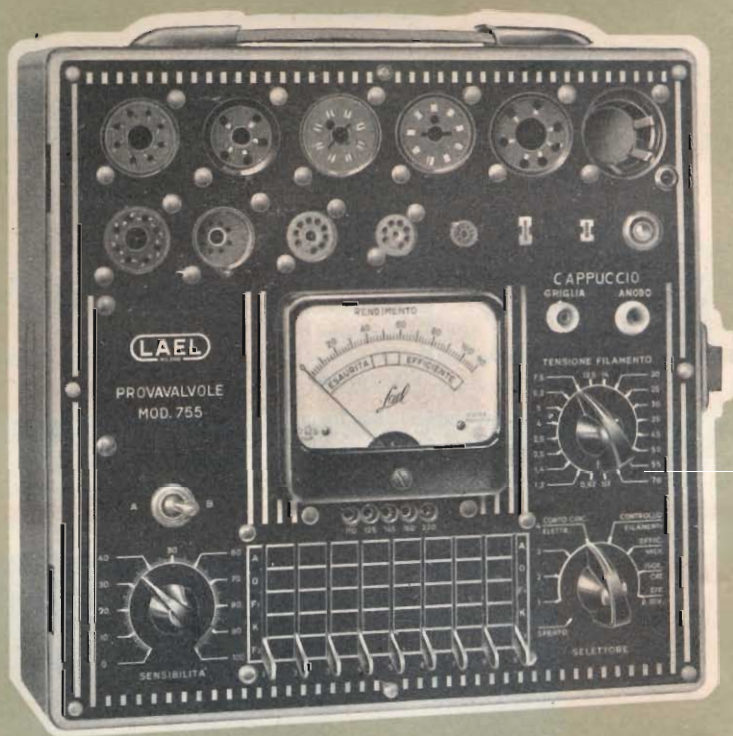



Fig. 8 - Sequenza schematica delle operazioni che si succedono in una moderna linea di produzione di transistor.

(Da Funktecknik.)

PROVAVALVOLE MOD. 755

CARATTERISTICHE TECNICHE	Misura di efficienza di tutti i tipi di valvole riceventi Selettori a leva per commutazione elettrodi Possibilità di prova dei corto circuiti fra gli elettrodi Tensioni filamento da 0,67 a 117 V Alimentazione ca per tensioni rete da 110 a 220 V - 42 ÷ 60 Hz
Dimensioni:	275 × 260 × 100 mm
Peso :	Kg 4,800 circa
Esecuzione :	Pannello fotoinciso ossidato anodicamente; cofano in lamiera di ferro decappata verniciato a fuoco, con coperchio per protezione del pannello. Maniglia in cuoio per il trasporto e finiture cromate.

RICERCA DEI GUASTI NEI REGISTRATORI:

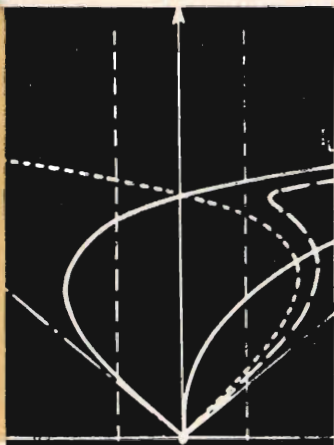
NOTE DI SERVIZIO

PT/12 - PT/15 STENOMASTER

Queste note, unitamente agli schemi elettrici contenuti nel libretto d'istruzione dati in dotazione con ogni apparecchio, hanno lo scopo di facilitare il compito del riparatore nella ricerca, e conseguente eliminazione, di guasti meccanici ed elettrici che dovessero verificarsi nei registratori di fabbricazione G.B.C.

GUASTO	CAUSA	RIMEDIO
LA RIPRODUZIONE È DEBOLE O NULLA	1 - Testina di registrazione e riproduzione (110) ricoperta da frammenti di nastro.	Pulire la testina con panno morbido ed alcool.
	2 - Valvole 12AX7 o 6AQ5 difettose.	Sostituire la valvola difettosa.
	3 - Contatto imperfetto dei pressori (159-159) con le testine.	Togliere il cruscotto e controllare bracci e molle dei pressori.
	4 - Testina di registrazione riproduzione (110) difettosa.	Sostituire la testina.
	5 - Testina di registrazione e riproduzione (110) in posizione imperfetta.	Mentre l'apparato è in funzione muovere leggermente la testina da sinistra a destra, sino a trovare la posizione che dia il massimo volume.
	6 - Manopola di controllo di volume che slitta.	Stringere la vite di fissaggio della manopola.
	7 - Impiego errato del controllo di modulazione durante la registrazione (72).	La manopola del comando di volume va regolata in modo che l'indicatore (occhio magico) del livello di modulazione riveli un leggero sfarfallio.
	8 - Microfono difettoso.	Sostituire il microfono.
	9 - Altoparlante o cuffia difettosi.	Controllare cavo o spina, eventualmente sostituire la parte difettosa.
	10 - Contatti difettosi al jack di uscita.	Togliere il fondo dell'apparecchio controllare le connessioni al jack ed eventualmente rifare le saldature.

GUASTO	CAUSA	RIMEDIO
IL SUONO È DISTORTO	1 - Valvole 12AX7 o 6AQ5 difettose. 2 - Altoparlante o cuffia difettosi. 3 - Perdite nei condensatori di accoppiamento.	Sostituire la parte difettosa.
	4 - Bobina oscillatrice interrotta o staccata.	Sostituire o risaldare la bobina.
NON SI EFFETTUA LA CANCELLAZIONE	1 - I pressori del nastro non si sganciano completamente (158-159).	Togliere il cruscotto e controllare bracci e molle di pressione.
	2 - Valvola 6AQ5 difettosa.	Sostituire la valvola.
	3 - Testina di cancellazione difettosa (111). 4 - Bobina oscillatrice difettosa.	Sostituire le parti.
AUDIZIONE IRREGOLARE CON SCOMPARSA PARZIALE O TOTALE DEL SUONO	1 - Irregolare scorrimento del nastro. 2 - Nastro deformato.	Controllare l'asta del rullino di pressione onde assicurarsi del suo esatto allineamento verticale. Provare con un nastro nuovo.
NON AVVIENE LA REGISTRAZIONE	1 - Nastro erroneamente montato.	Riavvolgerlo e quindi rimontarlo in modo che la parte opaca si trovi affacciata alla testina di registrazione.
	2 - Stesse cause precisate dal n. 1 al n. 8 per **« RIPRODUZIONE DEBOLE O NULLA »**.	Stessi rimedi.
	3 - Cavo o spina del microfono dissaldati o difettosi.	Risaldare gli attacchi, o sostituire il cavo o la spina.
	4 - Presa del microfono o attacchi difettosi.	Risaldare gli attacchi o sostituire la presa del microfono.
	5 - Pulsante di registrazione (48) che non si abbassa completamente quando si registra.	Verificare il movimento.
	6 - Raddrizzatore al selenio difettoso.	Sostituire il raddrizzatore.
	7 - (Stenomaster) Il pick-up telefonico è rimasto inserito contemporaneamente al microfono.	Il microfono dello Stenomaster viene a risultare automaticamente escluso quando siano inseriti il rivelatore telefonico od un altro microfono ausiliario. Togliere quindi il pick-up telefonico.
	8 - (Stenomaster) Micro-interruttore del microfono difettoso, connessioni imperfette al micro-interruttore, al cavo ed alla presa microfonica.	Riparare a sostituire il micro-interruttore; controllare e risaldare le varie connessioni interessate. Controllare o sostituire il cavo del microfono.
DIFETTI DI FUNZIONAMENTO DEL RIVELATORE TELEFONICO	1 - Imperfetta aderenza del rivelatore telefonico.	Rimontare la ventosa sulla base del telefono o sul microtelefono ricercando per tentativi la posizione migliore.
	2 - Spina, cavo o bobina di induzione difettosi.	Controllare la continuità e riparare o sostituire secondo il caso.

STUDIO SUGLI STABILIZZATORI A FERRO-RISONANZA

da Radio Electronique Professionelle

La tensione, in una rete di distribuzione, non è mai costante; ne conseguono, specie per i televisori, continue perturbazioni che si concretizzano in una continua instabilità dell'immagine.

Esistono oggi in commercio dei regolatori di tensione completamente automatici: di questi, i più diffusi sono gli «stabilizzatori a ferro-risonanza» dei quali appunto ci occuperemo nelle note che seguono.

Funzionamento

Lo schema classico di uno stabilizzatore a ferro risonanza è indicato in fig. 1; ricordiamo che l'inconveniente principale degli stabilizzatori a nucleo saturo è il forte consumo d'energia conseguente alla necessità di portare e mantenere il sistema in regime di saturazione.

Nel montaggio di fig. 1, la saturazione è provocata dalla risonanza del circuito S_1C accordato sulla frequenza di rete.

La corrente nel circuito dello stabilizzatore, derivata dalla rete, è molto inferiore alla corrente circolante nel circuito S_1C che determina la magnetizzazione del nucleo; per questa ragione il suo cos φ è ottimo, ed il rendimento è migliore di quello a induttanza saturata.

Fig. 1 Schema eletrico di uno stabilizzatore a ferro risonanza.

Consideriamo la fig. 2, essa rappresenta le caratteristiche relative al rapporto U/T in un circuito avente LC in parallelo.

La corrente nel condensatore è rappresentata da I_c, la curva I_L rappresenta la corrente attraverso S_1: essa, in seguito al regime di saturazione delle induttanze, non è lineare.

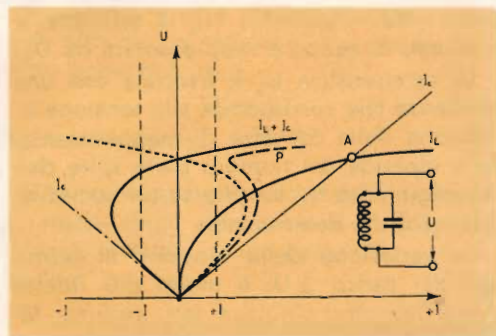



Fig. 2 - Caratteristiche relative al rapporto V/T in un circuito con LC in parallelo.

Il punto A, che definisce la risonanza, corrisponde alla condizione:

$$I_c = I_L$$

In assenza di perdite negli elementi L e C, la curva risultante $P = I_L + I_c$ passerà per l'origine; questo, però, è un caso assolutamente teorico, perchè non è possibile disporre di un'induttanza e di un condensatore privi di perdite.

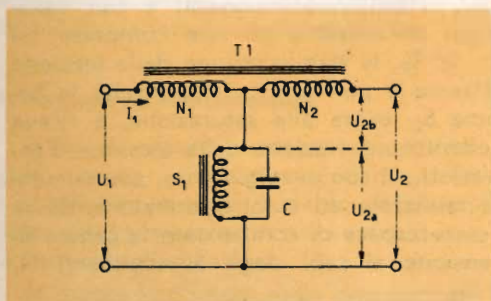
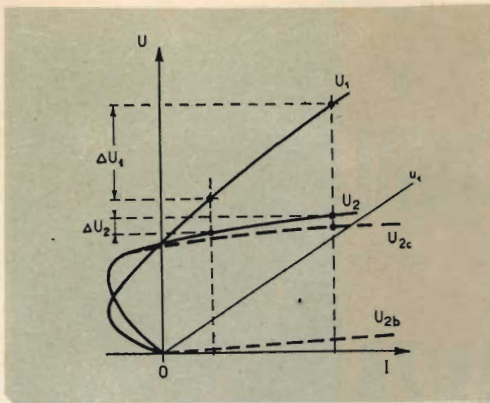



Fig. 3 - Curve di funzionamento dello stabilizzatore di fig. 1.

Le curve di fig. 3, rappresentano il funzionamento di uno stabilizzatore realizzato secondo lo schema di fig. 1; la curva U_2 rappresenta la tensione ai terminali di carico, in funzione della corrente derivata dalla rete ed in assenza dell'avvolgimento di compensazione N_2, e della corrispondente tensione U_{2b}.

La pendenza della curva rappresentante la tensione ai capi degli avvolgimenti di compensazione U_{2b}, dipende dal rapporto delle spire esistenti tra i vari avvolgimenti del nucleo T_1.

Allorchè l'avvolgimento di compensazione è connesso in opposizione in rapporto all'avvolgimento N_1, la tensione ai terminali di carico è rappresentata da U_{2c}.

La caratteristica U_1 è tracciata con una pendenza che corrisponde alla tensione in funzione della corrente di magnetizzazione e dipende dal numero delle spire dell'avvolgimento N_1, avvolte su un nucleo di caratteristiche determinate.

La variazione della tensione ai terminali del carico ΔU_2 è molto più ridotta di quella della tensione d'alimentazione ΔU_1; ugualmente accade nel caso sfavorevole della curva U_2, è cioè senza compensazione.

Per la curva U_{2c} il tracciato della variazione ΔU_{2c} diventa praticamente impossibile da realizzare.

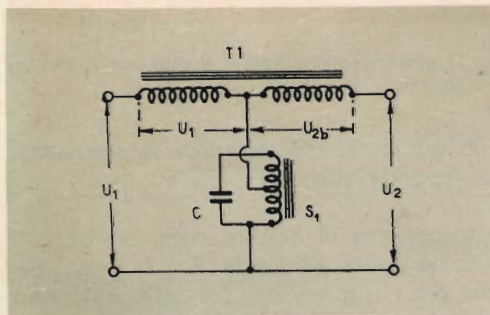



Fig. 4 - Schema elettrico di stabilizzatore a ferro risonanza.

Costruzione

Quando si realizzano stabilizzatori a risonanza, si adottano di preferenza schemi del tipo indicato nelle figg. 4 e 5.

L'inserimento in autotrasformatore dell'induttanza saturata S_1, consente di diminuire il valore della capacità C, per ottenere la risonanza alla frequenza di rete.

Se la potenza d'utilizzazione è elevata, occorrono per S_1 poche spire di filo di forte sezione, quindi bassa self-induzione, e capacità di notevole valore.

Lo schema dello stabilizzatore di fig. 6 è una variante di quello di fig. 4. Di esso si possono riassumere le caratteristiche principali nel modo che segue: con gli avvolgimenti S_1 e T_1 realizzati su lamierini di dimensioni correnti e con variazioni di tensione di rete comprese tra ± 20 %, la stabilizzazione della tensione d'uscita è pari al ± 1 %. Poichè la bobina S_1 lavora alla saturazione, e riceve soltanto una frazione della tensione d'entrata U_1, il suo avvolgimento, normalmente realizzato ad autotrasformatore, dovrà essere capace di compensare la caduta di tensione ai capi degli avvolgimenti N_1 e N_2.

Fig. 5 - Altro schema di stabilizzatore a ferro risonanza.

Il circuito magnetico sarà realizzato senza intraferro, ed il nucleo comprenderà

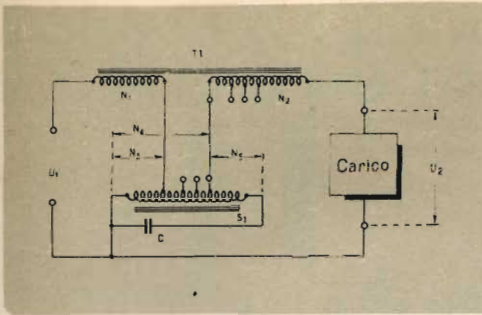



Fig. 6 - Schema di stabilizzatore derivato da quello di fig. 4.

normali lamierini montati in senso alterno.

L'autotrasformatore S_1 comporta tre avvolgimenti in serie, e precisamente:

N_3 che riceve la tensione della rete meno la caduta di tensione nell'avvolgimento N_1.

N_4 le cui ampère-spire « secondarie » forniscono ai terminali una tensione relativamente stabile, corrispondente approssimativamente alla curva U_2 della fig. 3.

N_5 che crea delle amperè-spire supplementari, necessarie per mantenere il regime di saturazione quando la tensione d'entrata discende al di sotto del suo valore nominale.

Eliminando questo avvolgimento, allorchè si verifica un'anormale abbassamento di rete, l'effetto stabilizzatore si annulla.

Aumentando il numero di spire dell'avvolgimento N_5, l'induzione magnetica cresce, si ottiene allora una tensione d'uscita stabile anche quando la tensione d'entrata diminuisce molto fortemente.

Non bisogna però aumentare esageratamente il numero di spire di N_5, perchè ciò porterebbe ad una induzione esagerata, ad un riscaldamento anormale dell'autotrasformatore S_1, ed a sovratensioni capaci di avariare il condensatore C.

Avvolgimento compensatore

In fig. 6, questo avvolgimento è designato con N_2, se il suo senso d'inserzione è sbagliato, ad ogni aumento della tensione d'entrata consegue un aumento della tensione d'uscita.

Se invece il numero delle due spire risulta insufficiente, ad ogni aumento della tensione d'entrata corrisponderà un aumento della tensione d'uscita comunque superiore alla percentuale ammessa su uno stabilizzatore classico. Se il numero delle spire dell'avvolgimento N_2 è troppo elevato; ogni aumento nella tensione di entrata si traduce in una leggera diminuzione della tensione d'uscita.

Avvolgimento secondario

Questo avvolgimento è rappresentato dalla sezione N_4 dell'induttanza saturata S_1; se il numero delle sue spire è troppo grande, la tensione d'uscita risulterà troppo forte; se il numero delle spire è troppo ridotta, la tensione d'uscita risulterà minore del previsto.

Condensatori

Se il valore della capacità è troppo debole, la tensione d'uscita è inferiore al valore previsto; se il valore del condensatore è troppo forte avviene il contrario.

È quindi possibile agire sulla capacità per regolare la tensione d'uscita.

Bisogna evitare d'aumentare esageratamente il valore di C, perchè a questo modo si diminuirebbe il rendimento dello stabilizzatore, e si otterrebbe un eccessivo riscaldamento degli avvolgimenti.

Notiamo che se il condensatore C va in corto circuito, la tensione d'uscita U_2 diviene pressochè zero.

Circuito magnetico

Supponendo che il valore della sezione dei nuclei degli avvolgimenti T_1 e S_1 sia corretta, bisogna tener conto del valore del loro intraferro.

Si constata, per esempio, che se diminuisce la tensione d'entrata, la tensione d'uscita resta costante fino ad un certo

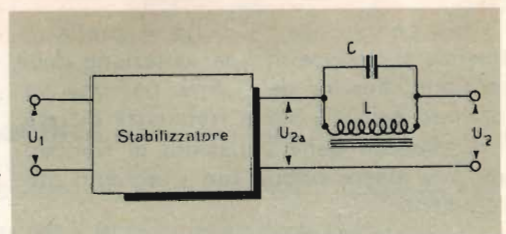



Fig. 7 - Uno dei montaggi adottati per diminuire l'influenza di variazioni di frequenza di rete.

intervallo per poi decrescere anche là dove la stabilizzazione dovrebbe normalmente continuare ad esercitarsi; ciò è dovuto alla presenza di un non voluto intraferro nel circuito magnetico saturato.

Si può cercare di ridurre questa anomalia costipando il pacco lamierini con un mazzuolo di legno.

Se si dovesse constatare che la tensione U_2 aumenta leggermente quando aumenta la tensione di rete, è necessario prevedere un maggior intraferro nel circuito di T_1; per contro se la tensione U_2 diminuisce allorchè la tensione di rete aumenta, occorre diminuire l'intràferro.

Carico

L'efficacia di uno stabilizzatore deve restare praticamente costante per tutti i valori di carico tra il funzionamento a vuoto ed il carico massimo previsto per lo stabilizzatore.

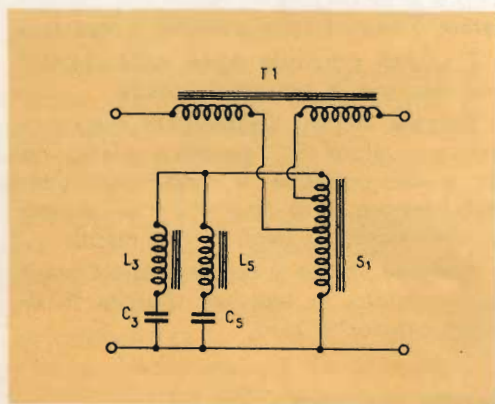



Fig. 8 - Stabilizzatore con un correttore d'onda incorporato.

Frequenza e forma della tensione

L'efficacia di uno stabilizzatore dipende anche dalla costanza delle frequenze di rete.

Così per lo schema di fig. 4 questa influenza si traduce in una variazione della tensione d'uscita dell'1,5 % per una variazione dell'1 % nella frequenza di rete.

L'influenza delle variazioni di frequenza, può essere ridotta con i seguenti procedimenti:

— maggior saturazione del circuito magnetico S_1;
— aumento di valore della capacità C;

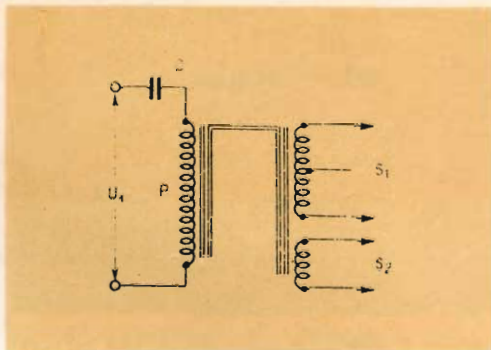



Fig. 9 - Correzione della forma d'onda attenuata con l'adozione di uno speciale circuito magnetico.

— aggiunta di più cellule reattive prima, o dopo, lo stabilizzatore come indicato in fig. 7, dove il circuito LC è accordato su una frequenza differente da quella di rete.

Forma della tensione d'uscita

La tensione di uno stabilizzatore a ferro-risonanza è di solito molto deformata in rapporto alla tensione sinusoidale.

Numerosi sistemi sono stati realizzati per migliorare la forma della tensione d'uscita: al posto del condensatore C, è possibile porre un dispositivo composto da un condensatore e da una induttanza S_1, fig. 8.

Uno di questi circuiti è accordato sulla 3ª armonica della frequenza di rete, ed il secondo sulla 5ª.

Altri sistemi

Il sistema visto presenta grandi vantaggi; esistono però anche altri sistemi possibili: la fig. 9 ne mostra uno.

Gli avvolgimenti sono realizzati su un circuito magnetico di forma speciale; il primario costituisce l'elemento lineare non saturato ed il secondario l'elemento secondario saturato.

Il primario P è avvolto sul nucleo centrale, il secondario su una branca laterale di minor sezione.

Uno degli inconvenienti di questo montaggio è costituito dal fatto che la tensione d'uscita dipende dal cos φ del carico; il rendimento di un tale stabilizzatore si può valutare tra il 40 e il 60 %, e il suo fattore di potenza cos $\varphi \sim 0,6$.

TRANSISTOR ITALIANI

II. - TRANSISTOR

TRANSISTORI p-n-p DI POTENZA

Questi transistori sono utilizzati in classe A, in classe B, in tutto o niente (comando di contattori, di elettroventilatori ecc.) e in conversori di corrente continua e corrente alternata.

Essi sono disponibili in tre categorie caratterizzate dall'intensità massima e dalla potenza nominale, e cioè quello che può dissipare il transistore se si mantiene la sua custodia a 25 °C.

In questa serie, i tipi sono classificati in funzione della tenuta in tensione della giunzione collettore.

Su domanda possono essere fornite coppie scelte specialmente per minima distorsione in classe B o rendimento ottimo in convertitori.

L'S.F-T 212, è specialmente destinato a funzionare in classe A, coppie scelte (2 x SF-T 212) possono però essere fornite anche per la classe B.

Le serie 6 A - 35 W e 15 A - 70 W, sono più specialmente destinate ai circuiti di comando ed ai convertitori di grande potenza.

TABELLA C

Utilizzazione	Tipo	Limiti assoluti a 25°C				Caratteristiche principali			Custodia
		Vcb	Ic	Pc	h 21 e	h 21 E	Vsce max	Fα min	
		V	A	W	—	—	V	MHz	
Amplif. B.F. Classe A (4 W)	**SF-T 212**	30	3	30	40 (1 A)	40 (2 A)		0,2	TO3
Amplif. B.F.	**SF-T 213**	40	3	30	40 (1 A)	40 (2 A)	0,4 (3 A)	0,2	TO3
(10 W in classe B)	**SF-T 214**	60	3	30	40 (1 A)	40 (2 A)	0,4 (3 A)	0,2	TO3
Convertitore	**SF-T 250**	80	3	30	40 (1 A)	40 (2 A)	0,4 (3 A)	0,2	TO3
Circuito di comando									
Amplif. B.F.	**SF-T 238**	40	6	35		30 (5 A)	0,4 (6 A)	0,2	TO3
Convertitore	**SF-T 239**	60	6	35	—	30 (5 A)	0,4 (6 A)	0,2	TO3
Circuito di comando	**SF-T 240**	80	6	35		30 (5 A)	0,4 (6 A)	0,2	TO3
Amplif. B.F.	**SF-T 265**	40	15	70		45 (5 A)	0,7 (12 A)	0,2	TO6
Convertitore	**SF-T 266**	60	15	70	—	45 (5 A)	0,7 (12 A)	0,2	TO6
Circuito di comando	**SF-T 267**	80	15	70		45 (5 A)	0,7 (12 A)	0,2	TO6

TRANSISTORI DI ALTA FREQUENZA p-n-p, per lega

Questi transistori sono destinati agli amplificatori di media frequenza dei ricevitori a modulazione d'ampiezza (455 kHz), o anche per cambiamento di frequenza fino a frequenza della « Banda Esposta ».

Le serie 126, 127, 128 e 226, 227, 228 sono, inoltre, adatte alla commutazione (bascule, flip-flop, trigger, ecc.) a media velocità.

TABELLE D

Utilizzazione	Tipo	Limiti assoluti a 25°C				Caratteristiche principali					Custodia
		Vcb max	Ic max	Pc max	h 21 e	H 21 E	Fα	Rbb	Cb'c	Gc	
		V	mA	mW	—	—	MHz	Ω	pF	dB	
Amplificatore M.F. 455 KHz	**SF-T 106**	18	100	150	28		3	85	8	33	A
	SF-T 306	18	100	150	28		3	85	8	33	TO1
	SF-T 107	18	100	150	40		7	90	8	38	A
	SF-T 307	18	100	150	40		7	90	8	38	TO1
Oscillatore Mescolatore	**SF-T 108**	18	100	150	70		13	100	9		A
	SF-T 308	18	100	150	70		13	100	9	—	TO1
Amplificatore H.F. e Commutazioni a media velocità	**SF-T 126**	24	250	150	30	35	5	90	9		
	127	24	250	150	35	40	7	100	9		
	128	24	250	150	55	70	14	110	9		A
	SF-T 226	24	250	150	40	—	5	85	9		
	227	24	250	150	55	—	7	90	9		TO5
	228	24	250	150	100	—	14	140	9		
	2 N 396	30	200	150	—	—	8	—	—		TO5
	2 N 404	40	150	150	—	—	8	—	—		TO5

Utilizzazioni	Tipo	Limiti assoluti a 25°C				Caratteristiche principali					Custodia
		Vcb max	Ic max	Pc max	h 21 e	H 21 E	Fα	Rbb	Cb'c	Gc	
		V	mA	mW	—	—	MHz	Ω	pF	gp	
Amplificatore H.F. e Commutazioni a media velocità	**SF-T 259**	24	250	150	40	—	3,5	—	—	—	TO5
	SF-T 260	24	250	150	60	—	4,5	—	—	—	TO5
	SF-T 261	24	250	150	80	—	9	—	—	—	TO5

TRANSISTORI RI ALTA FREQUENZA n-p-n per lega

I transistori n-p-n SFT 259, 260 e 261 permettono, in associazione con dei transistori p-n-p, interessanti montaggi a « simmetria complementare ».

TRANSISTORI ALTA FREQUENZA « DRIFT » (p-n-p)

Questi transistori sono destinati all'amplificazione a frequenze più elevate di quelle ammesse dai transistori per lega.

Per esempio, l'SF-T 357 oscillatore-mescolatore e l'SF-T 316 negli stadi M.F, permettono la realizzazione di ricevitori a modulazione di frequenza.

TABELLA E

Utilizzazione	Tipo	Limiti assoluti a 25 °C				Caratteristiche principali			Custodia
		Vcb max	Ic max	Pc max	Fα	Rbb' x Cb'c	Cb'c	Gc	
		V	mA	mW	MHz	ps	pF	dB	
Amplificatore 10 MHz	**SF-T 315**	40	10	150	40	45	2	22	TO1
	SF-T 316	20	10	150	30	45	2	18	TO1
Oscillatore mescolatore 18 MHz	**SF-T 317**	20	10	—	—	40	2,5	—	TO1
Amplificatore 455 KHz	**SF-T 319**	20	10	150	30	45	2,5	40	TO1
Oscillatore mescolatore 8 MHz	**SF-T 320**	—	—	—	—	40	2,5	—	TO1
Oscillatore mescolatore 23 MHz	**SF-T 354**	20	10	120	100	40	2	–	TO1
Oscillatore mescolatore 100 MHz	**SF-T 357**	—	—	120	—	40	2	—	TO1
Amplificatore 100 MHz	**SF-T 358**	20	10	120	100	40	2	12	TO1
	2 N 1225	40	10	120	100	40		—	TO33
Amplificatore 30 MHz	**2 N 384**	35	10	120	100	45	2	20	TO44

Controllo della saldatura dei terminali in un transistor Philips.

Semplici montaggi di amplificatori a transistor

Parte IVa

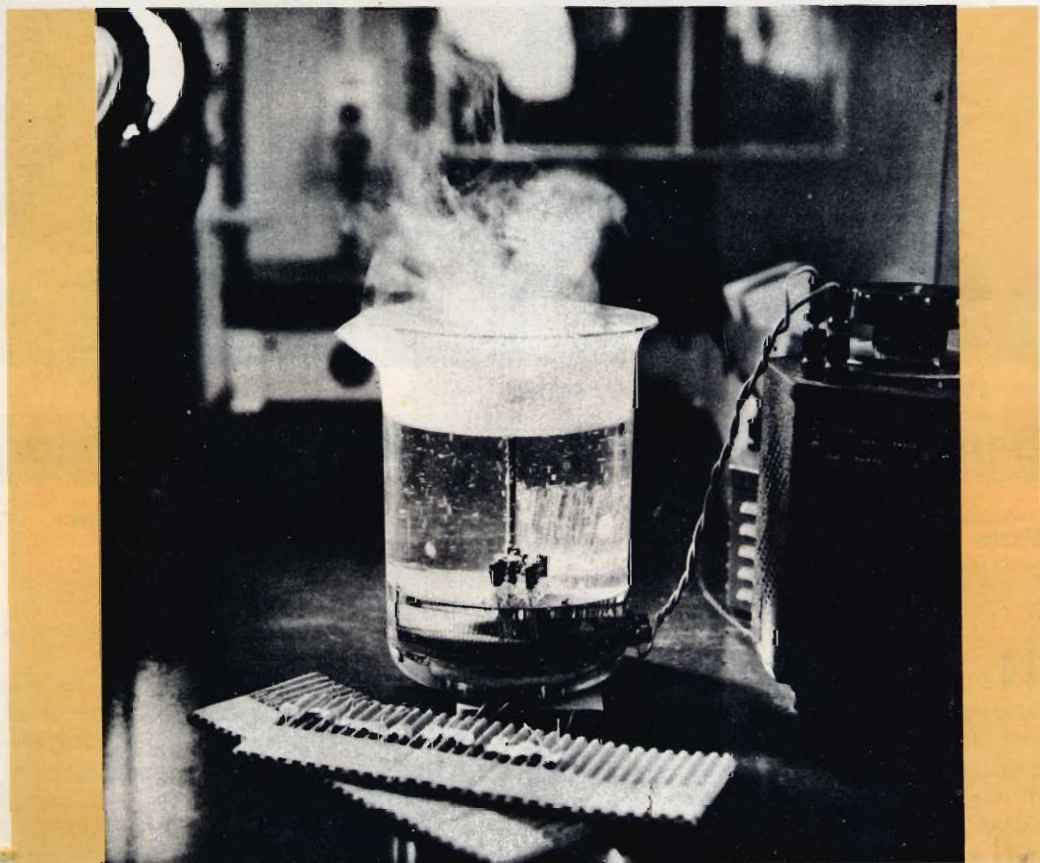
AMPLIFICATORI A TRANSISTOR AD ACCOPPIAMENTO DIRETTO

Nel numero precedente abbiamo già avuto occasione di descrivere alcuni stadi amplificatori accoppiati direttamente (accoppiamento in c.c.). Il campo di impiego di questi amplificatori si estende a due tipi di apparecchiature: **agli amplificatori Hi-Fi e alle apparecchiature per misura e regolazione.**

Negli amplificatori Hi-Fi l'accoppiamento diretto consente di amplificare una più larga banda di frequenze e di limitare al minimo la rotazione di fase che solitamente si verifica, nei normali amplificatori, ai due estremi della banda passante. Solitamente, negli amplificatori di bassa frequenza destinati alle riproduzioni di qualità, l'accoppiamento diretto è limitato soltanto a due stadi. In questa maniera, ven-

gono ridotte al minimo le difficoltà derivanti da un'imperfetta stabilizzazione della tensione e, conseguentemente, gli eventuali spostamenti del punto di lavoro del transistor sono di poco valore e tali da non introdurre la distorsione del segnale da amplificare.

Il secondo campo di impiego degli amplificatori ad accoppiamento diretto è costituito dalle apparecchiature destinate ad amplificare segnali in c.c. forniti dalle più svariate sorgenti, usate, soprattutto, nel campo della misura e della regolazione. In queste apparecchiature, le piccole variazioni di corrente continua applicate all'ingresso dell'amplificatore devono essere trasmesse ed amplificate attraverso i vari stadi dell'amplificatore senza che venga alterata la forma d'onda o l'andamento del segnale della sorgente. Se, in un siffatto amplificatore, vengono impiegati più di due stadi ad accoppiamento diretto possono sorgere delle difficoltà derivanti soprattutto dall'impossibilità di mantenere, durante il funzionamento, la tensione di alimentazione sempre allo stesso valore. Se, per esempio, per una qualsiasi variazione della tensione di alimentazione, o per un aumento della temperatura ambientale, il punto di lavoro del transistor del primo stadio si allontana dalle condizioni in precedenza fissate, si sposta anche il punto di lavoro del transistor montato nel secondo stadio; ovviamente, questa variazione del punto di lavoro dei due transistor porta ad un'alterazione notevole del segnale che si vuole amplificare o misurare.

Il punto di lavoro del transistor è influenzato, in particolare, dalla **corrente inversa di saturazione del collettore** (I_{CEO}), in quanto, questa aumenta con la temperatura secondo un andamento esponenziale (Germanio = 10 %/°C - Silicio = 7 %/°C).

Prova per il controllo del funzionamento dei transistor alle elevate temperature.

La corrente inversa di saturazione, nei transistor al silicio, è quindi inferiore a quella dei transistor al germanio. È questa la ragione per cui, nel primo stadio di un amplificatore destinato ad amplificare correnti continue, viene usato un **transistor al silicio.** La ridotta corrente inversa di saturazione di questi transistor non altera sensibilmente il punto di lavoro dei transistor che seguono. Per eliminare del tutto quest'ultimo inconveniente, allo stadio con transistor singolo viene sostituito, in alcuni casi, quello con due transistor montati in push-pull.

AMPLIFICATORE PER CORRENTI CONTINUE A DUE STADI

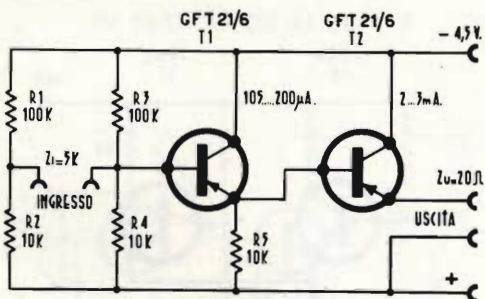
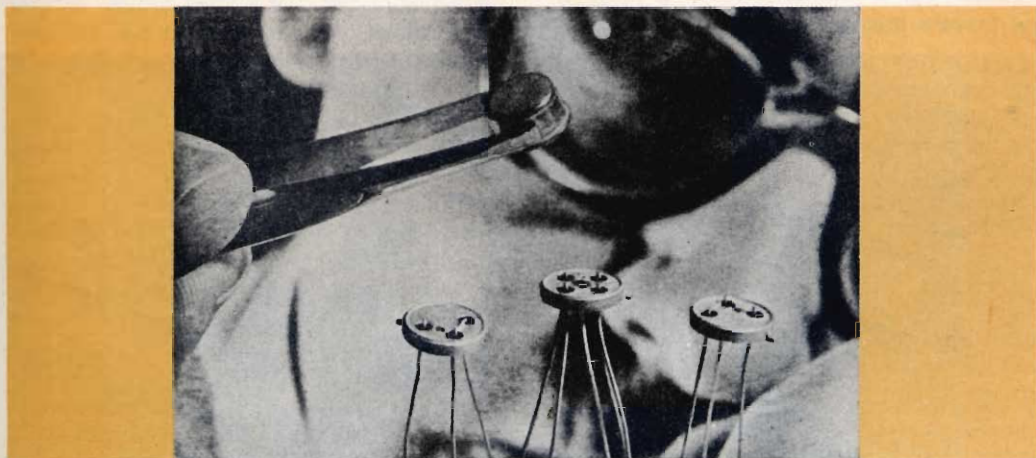



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore per correnti continue con circuito d'ingresso a ponte.

Questo semplice amplificatore a due stadi (fig. 1) è particolarmente usato negli apparecchi di misura. La tensione di alimentazione dei transistor è collegata contemporaneamente anche ad un ponte in c.c. formato dalle resistenze R1 . . . R4. Quando all'ingresso non è collegato alcun segnale, cioè, quando il ponte è in equilibrio, nel circuito di uscita non scorre alcuna corrente. Se, per qualsiasi motivo tale equilibrio viene turbato, nello strumento collegato ai morsetti di uscita circolerà una corrente proporzionale all'entità dello squilibrio prodotto all'ingresso del ponte. Questo circuito è stato progettato per amplificare le piccole variazioni di tensioni prodotte da **calibri estensimetrici.** Esso è in grado di pilotare una penna oscillografica di 10 Ω di resistenza. L'amplificatore è molto stabile e, per le sue ridotte dimensioni, può essere portato, insieme alla batteria di alimentazione, direttamente sul-

Transistor « siamesi »: due transistor riuniti in un unico contenitore.

l'oggetto su cui si vogliono effettuare le misure.

Questo circuito può essere impiegato anche come **fotorelais**; basta infatti eliminare le resistenze R1 e R2 ed inserire, al posto di R3, un fotoelemento (fotoresistenza o fotodiodo) e regolare opportunamente R4. In presenza di variazioni di illuminazione si avrà una corrispondente variazione della corrente di uscita. Con una fotocorrente di pochi microampere si può ottenere, all'uscita, una corrente di alcuni milliampere.

I transistor indicati sullo schema possono essere sostituiti con corrispondenti Philips OC 71.

AMPLIFICATORE IN C.C. A LARGA BANDA A DUE STADI

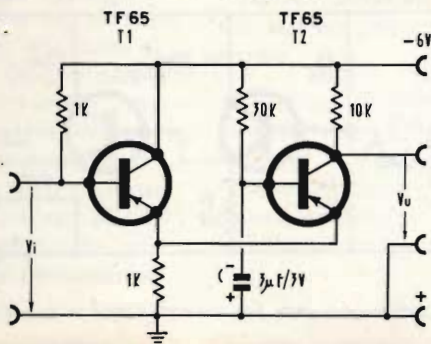
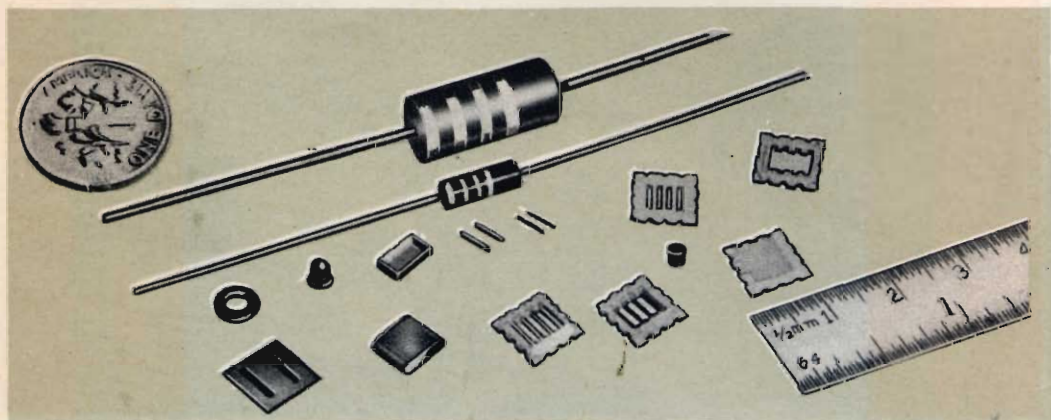



Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore a banda larga ad accoppiamento diretto

Questo circuito (fig. 2) è stato progettato per amplificare una notevole banda di frequenze senza rotazioni di fase agli estremi della medesima; il segnale d'ingresso e quello di uscita hanno la stessa fase.

Il primo transistor funziona in un circuito con collettore comune. Il collettore quindi, agli effetti della corrente alternata, si trova a massa e il circuito d'ingresso ha una impedenza elevata. La resistenza di emettitore, di basso valore, consente di ottenere una considerevole larghezza di banda. La tensione ai capi di questa resistenza pilota l'emettitore del secondo transistor che risulta montato in un circuito con base comune in quanto la base è « fredda » a causa del condensatore elettrolitico C, da 3 μF. La frequenza limite amplificata è 300 kHz circa e l'amplificazione è 77.

Nuovi tipi di resistenze e di condensatori microminiatura. La moneta e le due resistenze normali servono solo per dare un'idea delle dimensioni.

Questo circuito consente varie combinazioni. Infatti, controreazionando opportunamente dall'uscita all'entrata, esso può trasformarsi in un multivibratore. Parimenti, inserendo dei circuiti oscillanti rispettivamente al posto della resistenza di emettitore all'ingresso e al posto della resistenza di carico all'uscita, si può ottenere un amplificatore per alta frequenza che non necessita di alcuna neutralizzazione. Quest'ultima combinazione, come è facile rilevare, corrisponde al circuito « cascode » impiegato per l'amplificazione del segnale di alta frequenza nei ricevitori TV.

I transistor indicati nello schema possono essere sostituiti con corrispondenti Philips OC 71.

(per gentile concessione della Siemens)

AMPLIFICATORE A DUE STADI PER CIRCUITI DI REGOLAZIONE EQUIPAGGIATO CON UN TRANSISTOR AL SILICIO

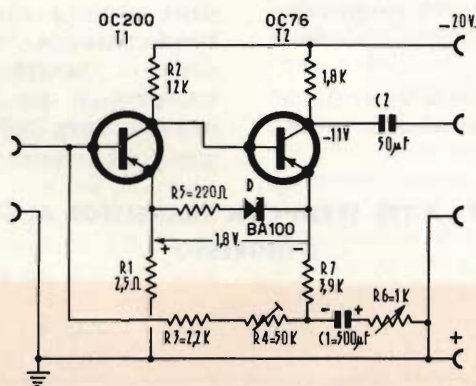



Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore a due stadi, ad accoppiamento diretto, con lo stadio d'ingresso equipaggiato con un transistor al silicio.

Lo schema indicato in fig. 3 rappresenta un amplificatore in c.c. particolarmente adatto per usi professionali di misura e di regolazione. La differenza di tensione tra gli emettitori dei due transistor è stata fissata al valore di 1,8 V. Ciò consente di ottenere la stabilizzazione del punto di lavoro dei due transistor ed una certa controreazione in c.a. Il segnale da amplificare, applicato all'ingresso, si ritrova sul collettore di T 1, e quindi sulla base di T 2, per riapparire successivamente amplificato sul collettore di T 2. Le tensioni di emettitore dei due transistor vengono determinate, in prevalenza, dalla corrente continua circolante nelle resistenze R 1, R 5 e nel diodo D, polarizzato nel senso della conduzione. Il diodo BA 100, in questo particolare circuito, rappresenta una resistenza in c.c. di 50... 100 Ω.

La tensione negativa sull'emettitore di T 2 produce, attraverso le resistenze R 7, R 4 e R 3, una corrente continua nella base del transistor al silicio T 1 che ne stabilizza il punto di lavoro e, conseguentemente, anche il punto di lavoro di T 2; quest'ultimo, mediante la resistenza R 4, può essere regolato in modo che sul collettore sia presente una tensione continua di — 11 V.

L'applicazione sulla base di T 1 della tensione di emettitore di T 2 effettua la stabilizzazione del punto di lavoro come appunto si desidera. Infatti, se per qualsiasi motivo (variazione della tensione di ali-

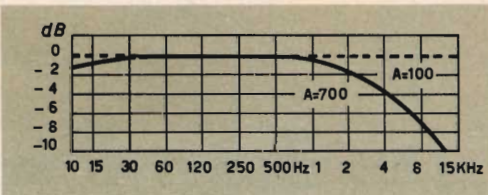



Fig. 4 - Curve di risposta dell'amplificatore di fig. 3. La curva tratteggiata si ottiene quando la resistenza R6 = 1 kΩ, nel qual caso l'amplificazione risulta di 100; la curva a tratto continuo si ottiene quando la resistenza R6 = 0, cui corrisponde un valore di amplificazione di 700.

mentazione o di temperatura), la corrente circolante nella resistenza R5 aumenta (e quindi anche la corrente di collettore del secondo transistor), l'emettitore di T 2 diventa più negativo. Automaticamente però, attraverso le resistenze R7, R4 ed R3, diventa più negativa anche la base di T 1, per cui nel circuito d'ingresso si avrà una maggiore corrente che provocherà, a sua volta, una maggiore corrente di collettore e quindi una maggior caduta di tensione ai capi di R2. Essendo la base del transistor T 2 collegata direttamente al collettore di T 1 circolerà in essa una corrente minore che farà a sua volta diminuire la corrente circolante nella resistenza R5 compensando, in questo modo, il primitivo aumento di corrente.

L'amplificazione in corrente alternata del circuito viene regolata mediante la resistenza R6. Il massimo valore di amplificazione si ha per R6 = 0; in questo caso infatti la controreazione attuata mediante R3, R4 e R7 è annullata dal condensatore C1 che risulta collegato direttamente a massa. In questa condizione, l'amplificazione ammonta a 700. Se si aumenta il valore di R6 si verifica automaticamente una controreazione in corrente alternata attuata dalle resistenze R3, R4 e R7. In questa condizione viene ridotta sia l'amplificazione che l'impedenza d'ingresso. Nel caso particolare in cui R6 = 1 k Ω, l'amplificazione diventa 100. La controreazione oltre a stabilizzare l'amplificazione della tensione alternata allarga anche la banda passante. In fig. 4 sono indicate le curve di risposta dell'amplificatore corrispondenti ai due valori di amplificazione in precedenza indicati.

AMPLIFICATORE IN C.C. A TRE STADI CON TRANSISTOR AL SILICIO NELLO STADIO D'INGRESSO

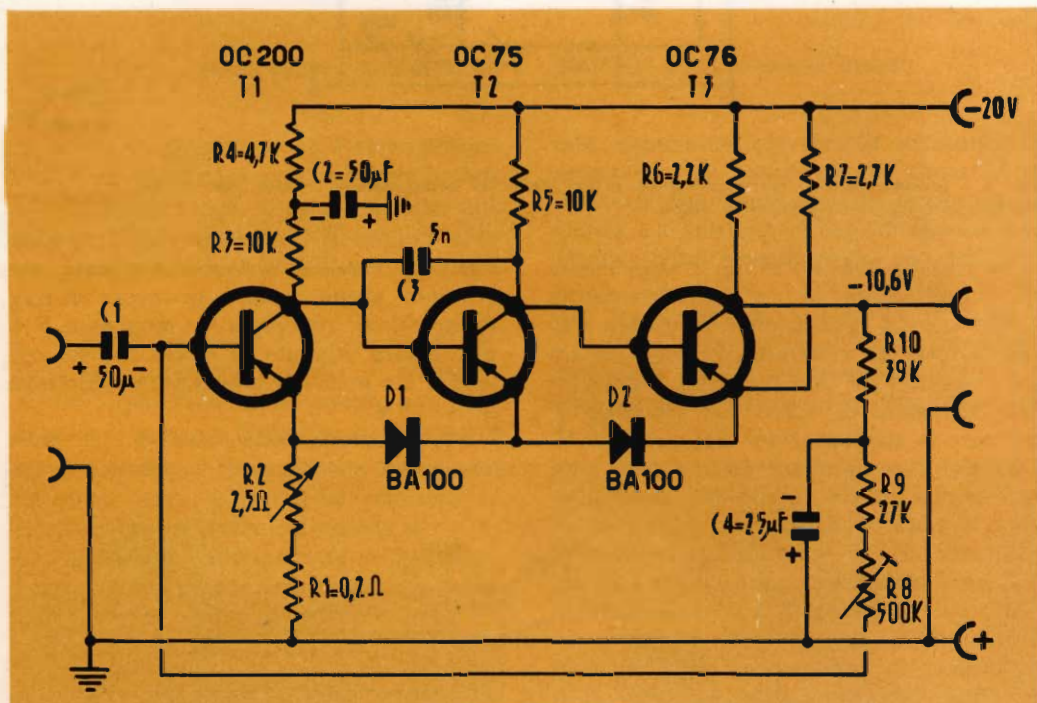



Fig. 5 - Schema elettrico dell'amplificatore a tre stadi, ad accoppiamento diretto, con stadio d'ingresso equipaggiato con un transistor al silicio.

Questo preamplificatore a tre stadi funziona nella stessa maniera di quello indicato in fig. 3. La corrente continua di base del transistor al silicio T 1 viene, in questo caso, derivata dal collettore del transistor T 3 dove il segnale si trova con la fase richiesta dal circuito di stabilizzazione in corrente continua. La resistenza R8 serve

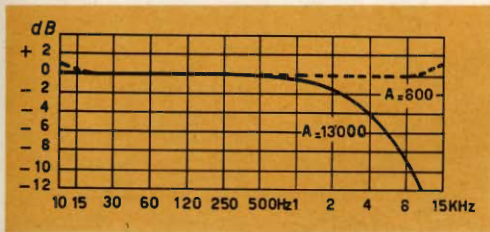



Fig. 6 - Curve di risposta dell'amplificatore di fig. 5. La curva tratteggiata indica la risposta in frequenza dell'amplificatore regolato per un fattore di amplificazione di 800, quella a tratto continuo indica la risposta in frequenza dell'amplificatore quando quest'ultimo viene regolato per un fattore di amplificazione di 13000.

per la regolazione del punto di lavoro e viene regolata in modo da avere, sul collettore di T 3, una tensione di — 10,6 V. Le tensioni di emettitore dei transistor T 2 e T 3 vengono fissate dai diodi al silicio D1 e D2, collegati in cascata. In questo modo, l'emettitore di T 2 risulta più negativo dell'emettitore T 1 del valore di 0,8 V e, ovviamente, l'emettitore di T 3 risulta più negativo di quello di T 1 di 1,6 V (0,8 + 0,8 = 1,6 V).

I diodi lavorano in conduzione e offrono una resistenza in c.c. da 50... 100 Ω, ma la loro resistenza alla corrente alternata è solo 1/10 di questo valore. Essi pertanto si comportano in modo analogo a quello dei normali gruppi RC collegati sull'emettitore dei transistor.

Il fattore di amplificazione viene regolato mediante la resistenza di controreazione R2; nelle due posizioni estreme, ammonta a 800 e 13000 rispettivamente. Dato il basso valore di R2, i punti di lavoro dei transistor non vengono spostati all'atto della regolazione della resistenza R2. Alle frequenze molto elevate, la controreazione da R1 e R2, a causa della rotazione di fase del segnale, può trasformarsi in reazione e provocare l'instabilità dell'amplificatore. Ad ovviare questo inconveniente provvede il condensatore C3, il quale, nel secondo stadio, produce una forte controreazione alle frequenze elevate. Oltre a ciò, la resistenza interna della sorgente di tensione, collegata all'ingresso, non deve essere superiore a 500 Ω, in quanto, anche con un circuito d'ingresso poco caricato, l'amplificatore può diventare instabile alle alte frequenze. Le curve di risposta di questo amplificatore sono indicate in fig. 6. Schermando opportunamente i componenti del circuito d'ingresso si possono amplificare tensioni molto basse del valore di 2 μV.

(per gentile concessione della Philips)

AMPLIFICATORE AD ACCOPPIAMENTO DIRETTO A QUATTRO STADI

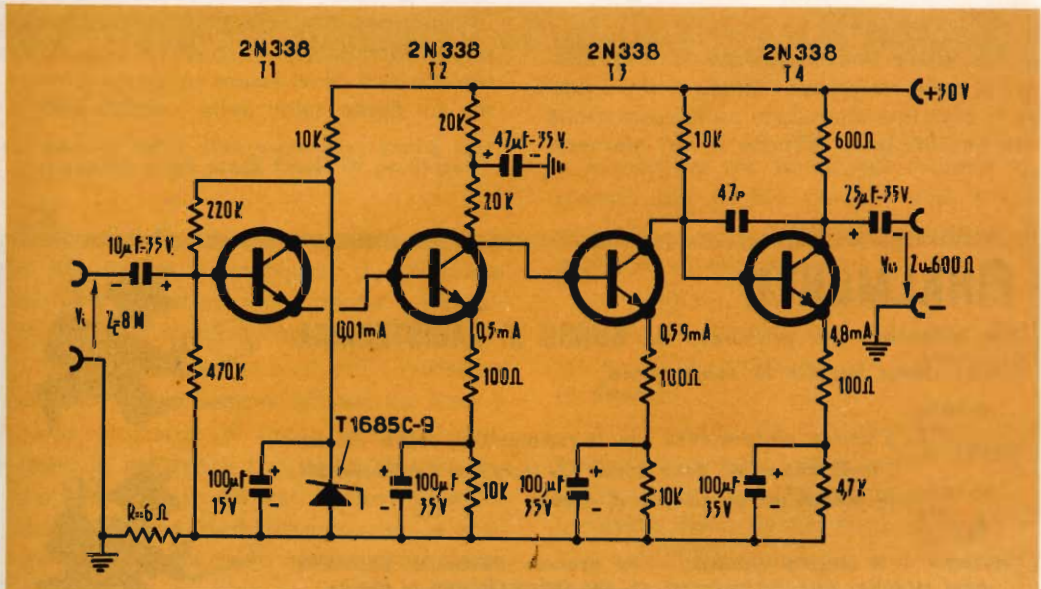



Fig. 7 - Schema elettrico dell'amplificatore a quattro stadi ad accoppiamento diretto equipaggiato con transistor al silicio N-P-N.

L'amplificatore indicato in fig. 7 è equipaggiato interamente con transistor N-P-N al silicio. Possiede un'elevata impedenza d'ingresso ottenuta grazie all'elevato valore di controreazione di corrente su tutti i transistor ottenuto con la resistenza di emettitore R (6 Ω), comune a tutti e quattro i transistor. Lo schema è semplice e di facile costruzione. Il transistor d'ingresso lavora in un circuito con collettore comune. La tensione al collettore viene stabilizzata mediante un diodo Zener da 9 V. La tensione di emettitore di T 1 pilota direttamente la base del transistor T 2. I transistor T 2, T 3 e T 4 sono accoppiati direttamente nel solito modo. L'amplificatore, come indicano i condensatori di accoppiamento disposti all'ingresso e all'uscita, non è stato progettato per amplificare correnti continue ma piuttosto per essere impiegato come amplificatore a larga banda. La risposta in frequenza è lineare tra 3 Hz e 300 kHz con (± 1 dB). L'impedenza d'ingresso, per le frequenze comprese fra 400 Hz e 300 kHz è maggiore di 8 M Ω e scende, come risulta dalla fig. 8, ad 1 MΩ solo alle frequenze di 25 Hz e 350 kHz. Questo circuito può pertanto considerarsi un amplificatore a larga banda molto stabile e con ingresso ad elevata impedenza, particolarmente indicato per apparecchiature di misura. L'amplificazione di tensione ammonta a 40 dB (100 volte) ed è costante entro ± 1 dB da — 55°C a + 125°C.

Per avere una soddisfacente amplificazione delle frequenze elevate si deve porre la massima attenzione nella costruzione dell'amplificatore affinchè i vari elementi siano disposti in modo da ridurre al minimo le capacità disperse; inoltre, tutti i componenti che devono essere collegati a massa devono essere riportati tutti nel punto in cui viene collegata a massa la resistenza di controreazione R.

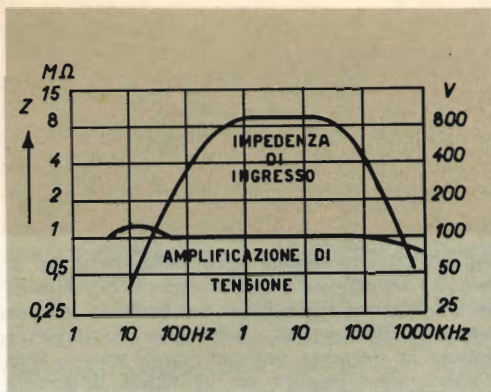



Fig. 8 - Impedenza d'ingresso e amplificazione in funzione della frequenza. Considerevole è il fatto che l'amplificazione si mantiene pressocchè costante (± 0,10 dB) nell'ampio intervallo di temperatura compreso fra — 55 °C e + 125 °C.

Anche questa resistenza, nonostante il suo basso valore ohmico, deve essere disposta in modo da ridurre al minimo la sua capacità distribuita; diversamente, verrebbe annullata la controreazione alle alte frequenze e l'amplificatore diventerebbe instabile. Tutto il circuito, ad eccezione della resistenza R e della batteria, può essere opportunamente incluso entro uno schermo che non deve essere collegato a massa ma sul punto caldo della resistenza R.

(per gentile concessione della Texas Instruments)

Controllo di alcuni parametri di transistor per alta frequenza. *(da Philips)*

Semplici montaggi di amplificatori a transistor

Parte Vª

Generalità sugli stadi finali in push-pull

Gli stadi finali in push-pull in classe B o AB, hanno il vantaggio di richiedere correnti di riposo molto ridotte e di produrre una minima distorsione del segnale.

Negli stadi finali in push-pull i transistor devono essere sempre pilotati da stadi a bassa resistenza di uscita. È noto infatti come la resistenza d'ingresso di uno stadio finale, classe AB, vari in base al valore della tensione di pilotaggio; se la resistenza di uscita dello stadio pilota fosse elevata, il suo valore verrebbe continuamente a dipendere dalla resistenza d'ingresso dei transistor finali, e si avrebbe una considerevole distorsione del segnale.

Il montaggio con emettitore comune impiegato per lo più per gli stadi pilota, possiede, d'altra parte, una resistenza di uscita abbastanza elevata.

Per adattare quest'ultima alla bassa resistenza di ingresso dei transistor finali viene quindi impiegato **un trasformatore in discesa.**

L'altro punto da considerare nel progetto di un amplificatore push-pull riguarda la stabilità di funzionamento contro le variazioni della temperatura.

È noto infatti come nel circuito del collettore scorra sempre una certa corrente inversa di saturazione (I_{CEO}) anche quando nel circuito di base non circola nessuna corrente.

È parimente noto come questa corrente aumenti con l'aumentare della temperatura; questo incremento di corrente causa, a sua volta, un aumento di dissipazione alla giunzione e quindi un aumento di temperatura della medesima e così, a catena (il cosidetto « run away »), aumentano di pari passo corrente di dispersione e dissipazione fino alla totale distruzione della giunzione del transistor.

Per impedire che il funzionamento dello stadio venga alterato da eventuali aumenti di temperatura, sono stati studiati particolari circuiti tra i quali, quello più noto, è costituito da un partitore sulla tensione di alimentazione formato da due resistenze, il cui punto comune viene collegato alla base, e da una resistenza inserita nel circuito dell'emettitore.

Il funzionamento di questo semplice circuito è noto: qualsiasi aumento di corrente di collettore, provocato da un aumento di temperatura, produce una maggior caduta di tensione ai capi della resistenza di emettitore.

Questa tensione, viene a sottrarsi a quella di ingresso presente tra base ed emettitore, con il risultato finale di diminuire la corrente di base e quindi la corrente di collettore che viene riportata al valore primitivo.

La resistenza di emettitore tende, in ogni caso, ad abbassare la potenza disponibile sul collettore. Questo è il motivo per cui negli stadi finali si cerca di eliminare questa resistenza o di ridurre al minimo il suo valore affidando il compito di stabilizzare la corrente di base (e quindi la corrente di collettore) al solo partitore di tensione, la cui efficacia, viene ulteriormente migliorata disponendo in parallelo alla resistenza inferiore un termistore o resistenza a coefficiente di temperatura negativo (NTC).

Amplificatore a due stadi adatto per funzionare con differenti valori di tensione di alimentazione

In fig. 1 è indicato il circuito elettrico. La particolarità di questo amplificatore è che, variando opportunamente alcuni valori delle resistenze, esso può funzionare con differenti valori di tensione di alimentazione e consentire di ottenere differenti valori di potenza di uscita.

Lo stadio pilota, equipaggiato con il transistor TF 65 (OC 71), montato in un circuito con emettitore comune, è polarizzato e stabilizzato nella maniera convenzionale. Nello stadio finale è montata una coppia di transistor TF 66 (OC 72).

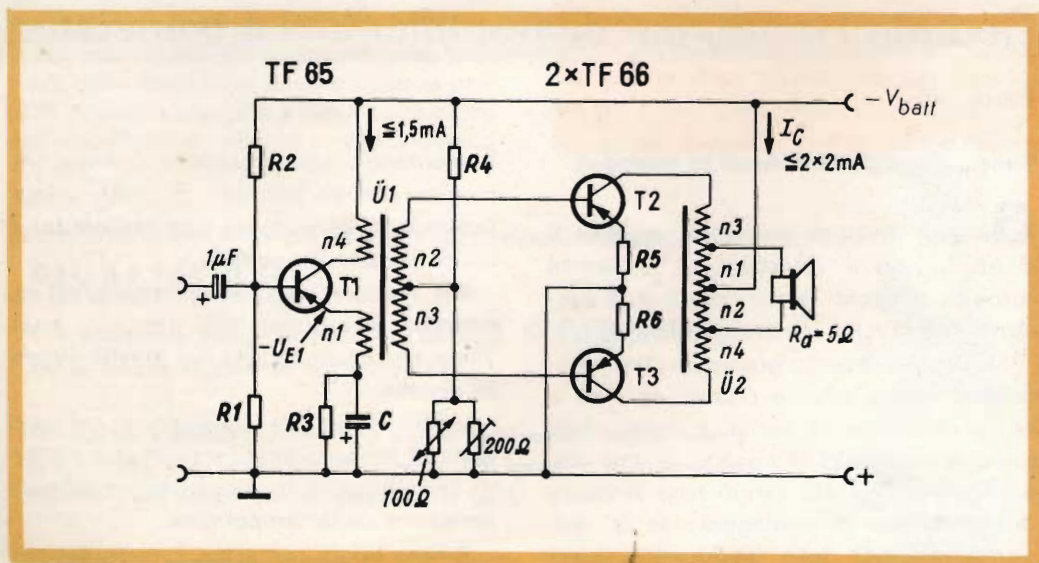



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza con stadio finale in push-pull. È previsto il funzionamento con differenti valori di tensione di alimentazione e corrispondenti differenti valori di potenza.

TABELLA 1

V_{batt}	3	6	6	12	V
P_o su R_a	200	300	500	500	mW
R_{cc}	75	130	120	355	Ω
R_1	—	—	—	15	kΩ
R_2	120	250	250	60	kΩ
R_3	0	0	0	1,25	kΩ
R_4	1,5	4	4	7	kΩ
$R_5 = R_6$	0	7	0	15	Ω
C	—	—	—	25	μF
$-V_{E1}$ circa	0	0	0	2	V

Trasformatore U1

Nucleo EI, lamierini 0,35 mm.
Dimensioni del pacco = 30 x 30 x 7 mm.

n1	90	66	70	42	spire
n2 = n3 (bifilare)	435	655	375	490	spire
n4	1470	1940	2170	1820	spire
d1 = d4	0,09	0,08	0,07	0,08	Cu smaltato
d2 = d3	0,10	0,09	0,11	0,10	Cu smaltato

Trasformatore U2

Nucleo EI, lamierini 0,35 mm.
Dimensioni del pacco = 30 x 30 x 7 mm.

n1 = n2 (bifilare)	40	40	40	40	spire
d1 = d2	0,38	0,38	0,38	0,35	Cu smaltato
n3 = n4 (bifilare)	115	165	160	300	spire
d3 = d4	0,25	0,20	0,20	0,15	Cu smaltato

Per tener bassa l'induttanza dispersa, il trasformatore di uscita (U2) è costruito come autotrasformatore.

I valori dei componenti impiegati in questo amplificatore sono indicati nella tabella 1 dove, per ogni valore di tensione di alimentazione, sono dati i corrispondenti valori dei vari componenti. Da segnalare è la condizione di funzionamento con 3 V di tensione di alimentazione che consente una potenza di uscita di 200 mW.

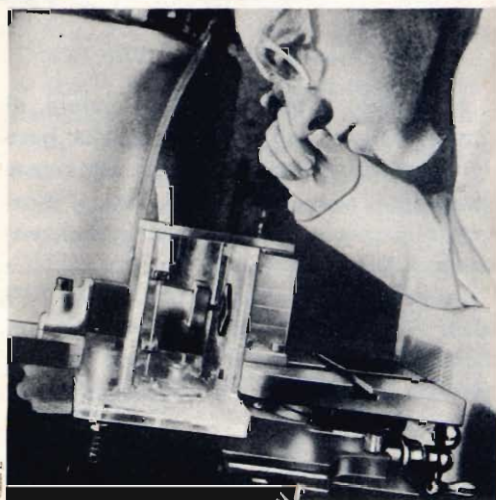
Gli avvolgimenti dei trasformatori pilota e di uscita interessati al funzionamento in push-pull devono essere più simmetrici possibile; per questo motivo è previsto, per questi avvolgimenti, l'esecuzione « bifilare » (esecuzione contemporanea dei due avvolgimenti).

Con le indicazioni n1, n2, n3 ed n4 si vuole indicare la successione materiale degli avvolgimenti da eseguire durante la costruzione del trasformatore; in questa maniera, l'avvolgimento n1 diventerà quello più interno e su di esso verranno avvolti gli avvolgimenti n2 ed n3. Questa regola vale anche per la costruzione dei trasformatori degli amplificatori successivi.

La resistenza indicata nella tabella con la sigla R_{CC} è la resistenza di adattamento tra i due collettori e serve, per una data impedenza dell'altoparlante, per stabilire il rapporto di trasformazione del trasformatore di uscita.

In luogo del normale altoparlante con impedenza da 5 Ω può essere impiegato un altoparlante ad alta impedenza di valore corrispondente alla resistenza di adattamento R_{CC} che verrà collegato direttamente ai due collettori dei transistor finali.

Quest'ultima condizione consente di ottenere una maggiore potenza di uscita.

(da Siemens - Halske)

Controllo della macchina che « affetta » le piastrine di germanio destinate a diventare la base nei transistor a lega.

Amplificatore a due stadi con controreazione

Il circuito indicato in fig. 2 può fornire, con una tensione di alimentazione di 6 V, una potenza di uscita di circa 640 mW.

In linea di massima, questo amplificatore si riallaccia, come funzionamento, a quello precedente. Nel circuito di base dello stadio pilota è stata inserita una resistenza da 5 kΩ, il cui compito è quello di rendere indipendente la corrente di pilotaggio dalla resistenza di ingresso del transistor.

Trasformatore pilota U1

Nucleo EI, lamierini 0,35 mm
Dimensioni del pacco = 42 x 42 x 15 mm
n1 = 1800 spire, ∅ = 0,1 Cu smaltato (interno ed esterno ciascuno 900 spire)
n2 = n3 (bifilare) = 230 spire, ∅ = 0,25 Cu smaltato

Trasformatore di uscita U2

Nucleo EI, lamierini da 0,35 mm
Dimensioni del pacco = 42 x 42 x 15 mm
n1 = n2 (bifilare) = 168 spire, ∅ = 0,32 Cu smaltato
n3 = 76 spire, ∅ = 0,55 Cu smaltato

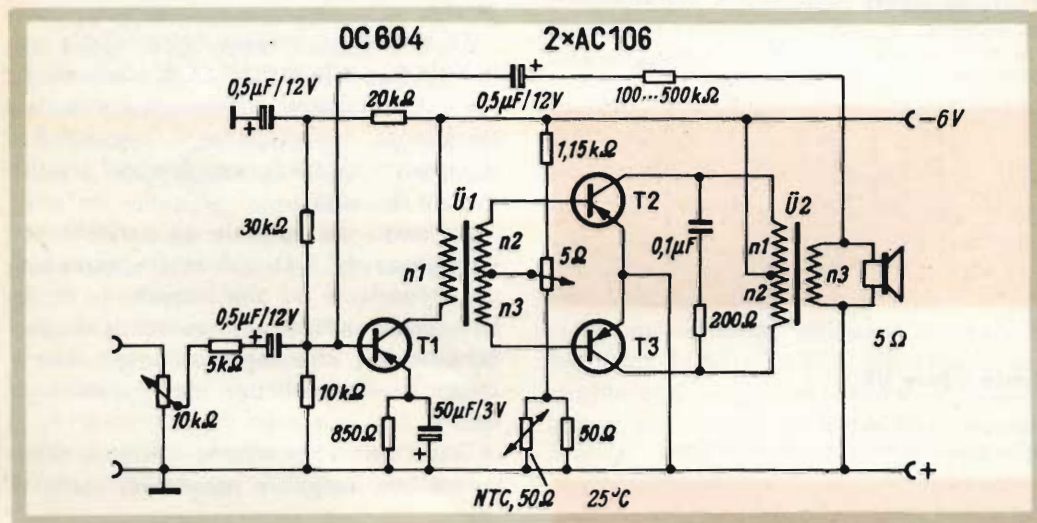



Fig. 2 - Schema elettrico di un amplificatore con stadio finale in push-pull capace di fornire 640 mW di potenza di uscita.

È previsto inoltre un certo valore di controreazione dall'altoparlante alla base del transistor pilota. Per la massima resa dell'amplificatore è necessario che ai morsetti di ingresso venga applicata una tensione di 0,14 V_{eff}.

La resistenza di ingresso è bassa (10 kΩ). Volendo collegare all'ingresso un pick-up piezoelettrico è necessario aggiungere un altro stadio con resistenza di ingresso elevata.

Amplificatore a tre stadi con controreazione

L'amplificatore, il cui circuito elettrico è indicato in fig. 3a, è previsto per funzionare con pick-up piezoelettrico. Possiede uno stadio preamplificatore.

Il circuito d'ingresso è stato dimensionato in modo che quando il potenziometro per la regolazione del volume si trova nella posizione di minimo volume, la sua resistenza (500 kΩ) risulta sempre inserita nel circuito di base rendendo in tal modo sempre efficace il regolatore di tono.

Lo stadio preamplificatore e lo stadio pilota lavorano entrambi in un circuito con emettitore comune e sono accoppiati capacitivamente.

Una certa controreazione è prevista tra altoparlante e base del transistor pilota. La corrente di riposo dello stadio finale

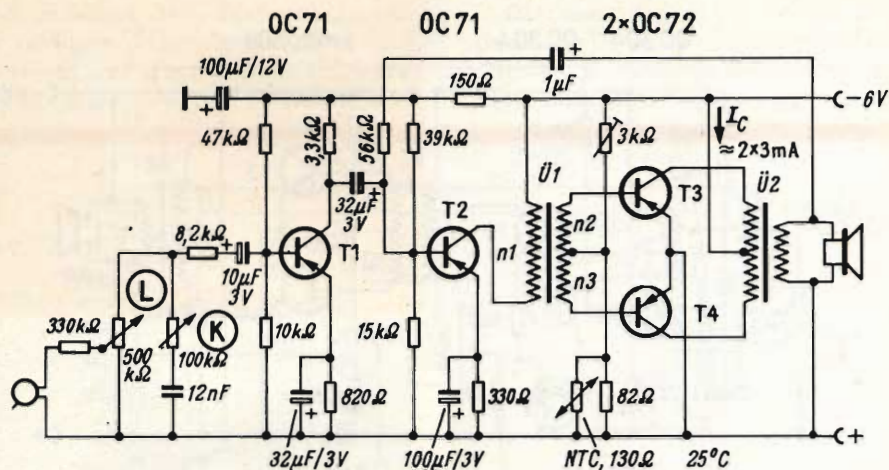



Fig. 3 a - Schema elettrico di un amplificatore a 3 stadi con potenza di uscita di 430 mW.

in push-pull, classe B, viene regolata, mediante la resistenza-trimmer da 3 kΩ nel partitore di base, per un valore di 2 x 3 mA.

La potenza di uscita ammonta circa a 430 mW. Con modulazione normale l'amplificatore assorbe circa 30 mA.

(*da Philips*)

Trasformatore pilota U1

Nucleo M, lamierini 0,35 mm
n1 = 1930 spire, Ø = 0,12 Cu smaltato (interno ed esterno ciascuno 965 spire)
Induttanza = 7,8 H (100 Hz, I = 3 mA)
Resistenza c.c. = 200 Ω
n2 = n3 (bifilare) = 550 spire, Ø = 0,3 mm Cu smaltato

Trasformatore di uscita U2

Disposizione degli avvolgimenti come in fig. 3 b
Nucleo M, lamierini 0,35 mm

Fig. 3 b - Disposizione degli avvolgimenti nel trasformatore di uscita U2 nell'amplificatore di fig. 3 a.

Dimensioni del pacco = 42 x 42 x 15 mm
A = F = C = D = 79 spire, Ø = 0,4 mm Cu smaltato
Resistenza in c.c. di ciascun avvolgimento = 1,75 Ω
Induttanza complessiva = 0,8 H (100 Hz)
B = E = 32 spire, Ø = 0,8 mm Cu smaltato
Resistenza in c.c. di ciascun avvolgimento = 0,19 Ω

Amplificatore a tre stadi con ingresso ad alta impedenza

Questo amplificatore con controreazione (fig. 4), con tensione di alimentazione di 6 V, può fornire una potenza di uscita di 400 mW. Lo stadio preamplificatore e lo stadio pilota sono equipaggiati con i transistor OC 304 (OC 71) mentre nello stadio finale è impiegata una coppia di 2xOC 308 (2xOC 72, 2xOC 74).

Lo stadio preamplificatore, ad elevata impedenza d'ingresso è montato in un circuito con collettore comune ed è accoppiato direttamente allo stadio pilota.

Dato il valore elevato dell'impedenza d'ingresso del primo stadio, il condensatore di accoppiamento può avere soltanto il valore di 50 nF. Un certo valore di controreazione (non dipendente dalla frequenza) è inserito dall'altoparlante alla base del transistor pilota. Nel partitore di base dello stadio finale si fa a meno di una resistenza NTC.

(*da Intermetall*)

Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore a tre stadi con potenza di uscita di 400 mW.

Trasformatore pilota U1

Nucleo M 30, Dimensioni del pacco 30 x 30 x 7 mm
n1 = 3200 spire, Ø = 0,08 Cu smaltato (internc ed esterno ciascuno 1600 spire)
n2 = n3 (bifilare) = 780 spire, Ø = 0,15 Cu smaltato

Trasformatore di uscita U2

Nucleo M 30, Dimensioni del pacco 30 x 30 x 7 mm
Spessore lamierini 0,1 mm
n1 = n2 = 230 spire, Ø = 0,25 Cu smaltato
n3 = 95 spire, Ø = 0,5 Cu smaltato

Amplificatore con stadio finale a potenza variabile

Nei ricevitori a transistor alimentati con batteria, qualsiasi sistema che abbassi il consumo della batteria è ben accetto. Il maggior assorbimento, ovviamente, si ha nello stadio finale.

Il funzionamento in classe B, già da parte sua, adatta il consumo di corrente alla potenza utile desiderata.

La ditta Loewe Opta ha prodotto un ricevitore per FM (Percy 6950) nel quale, per risparmiare corrente quando il volume sonoro è basso, lo stadio finale viene fatto funzionare nella seguente maniera:

Quando si desidera un volume sonoro ridotto, un capo della bobina mobile dell'altoparlante viene commutato alla presa n° 2 del secondario del trasformatore di uscita (U2). In questa maniera, l'impedenza dell'altoparlante, vista dalla parte del primario, assume un valore superiore a quello che in realtà possiede (posizione 1).

Questo nuovo adattamento è ancora soddisfacente per piccole potenze. Essendo pertanto aumentata l'impedenza R_{CC} nel circuito del collettore dello stadio finale ed essendo rimasta invariata la potenza di uscita W_o, la corrente alternata di collettore, i_C, dovrà diminuire di valore.

Ciò si ricava dalla nota espressione:

$$i_C = \sqrt{\frac{W_o}{R_{CC}}}$$

In questa maniera, lo stadio finale viene pilotato con minore intensità e ciò, per un circuito funzionante in classe B, significa risparmio di corrente.

Quando l'interruttore è nella posizione di minimo consumo, vengono ridotte contemporaneamente anche le correnti di riposo dello stadio finale e dello stadio pilota; in questa condizione infatti la corrente di base dello stadio pilota è stata dimensionata in modo che nel collettore circoli la corrente di 1,5 mA.

Quando si desidera invece ottenere la massima potenza di uscita, l'altoparlante viene collegato agli estremi di tutto il secondario del trasformatore di uscita; inoltre, il punto A del partitore di tensione di base dello stadio pilota viene collegato, mediante un altro interruttore, al negativo della tensione di alimentazione.

Ciò fa aumentare la corrente di collettore al valore di 4 mA. Siccome la corrente di collettore dello stadio pilota scorre nel partitore di tensione di base dello stadio finale, anche la corrente di riposo di quest'ultimo passerà dal valore di 2 x 1 mA a 2 x 5 mA, con conseguente aumento del pilotaggio e quindi della potenza di uscita.

Quando i due contatti del commutatore si trovano nella posizione 2 la potenza di uscita massima ammonta a 150 mW e la corrente complessiva di riposo è di soli 9 mA (incluso lo stadio preamplificatore).

Quando il commutatore è portato nella posizione 1, la potenza di uscita sale a 1 W e la corrente di riposo a 16 mA.

In pratica, si è potuto riscontrare che quando il commutatore si trova nella posizione 2 le batterie durano il doppio.

Per impedire che quando la potenza di uscita è ridotta, (corrente di riposo ridotta) si verifichino distorsioni è stato inserito un circuito di controreazione formato dal condensatore da 2 μF in serie ad una resistenza di 220 Ω, dalla bobina mobile dell'altoparlante alla base del transistor pilota.

Quando il commutatore si trova nella condizione di massima potenza, questo circuito di controreazione diventa inefficace in quanto il commutatore collega il punto A alla tensione della batteria.

La fig. 6 indica le massime potenze ottenibili nelle due posizioni in funzione dei rispettivi valori di corrente.

Fig. 5 - Schema elettrico dello stadio finale del ricevitore portatile Percy (Loewe Opta).

Dai due diagrammi risulta che, nella posizione 2, per una potenza di uscita di 50 mW, il consumo di corrente viene ridotto del 67 % mentre, sempre nella posizione 2, per una potenza di uscita di 200 mW, il consumo di corrente diventa soltanto il 62 % di quello che si avrebbe se l'apparecchio fosse costantemente predisposto per la massima potenza.

(da Loewe Opta)

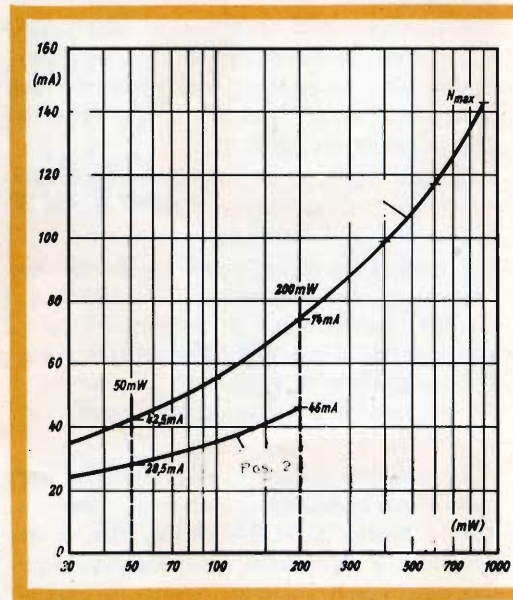



Fig. 6 - Consumo di corrente in funzione della potenza di uscita nelle due posizioni del commutatore.

IL BUTOBA M.T. 4

L'impiego dei transistor permette oggi di costruire apparecchi completamente indipendenti dalla tensione di rete; ciò dà luogo a possibilità particolarmente interessanti specie nella realizzazione di registratori magnetici.

A questo modo, può essere resa possibile a tutti, senza avvalersi di speciali installazioni, la registrazione all'aperto del canto degli uccelli, del mormorio delle foglie in un bosco, ecc.

Questo genere di registratori troverà inoltre ampia possibilità d'applicazione in operazioni di « reportage » esterno.

È invalsa in molti l'idea di considerare i montaggi che impiegano i transistor, come un qualche cosa di inferiore rispetto ai confratelli alimentati dalla rete, e quindi al solo parlare di apparecchi a transistor, c'è chi rivolge all'interlocutore sguardi di sufficienza o di incredulità.

Si rimarrà quindi gradevolmente sorpresi nell'apprendere che il registratore a nastro BUTOBA M.T.4, che ci accingiamo a descrivere, pur essendo equipaggiato con transistor, riproduce magnificamente frequenze comprese tra 50 ÷ 13000 Hz, con uno scorrimento del nastro di 9,5 cm/s, e col nastro scorrente a 4,5 cm/s, frequenze da 60 ÷ 5000 Hz.

Grazie poi all'impiego di un altoparlante di grandi dimensioni, e ad un push-pull capace di fornire 1,2 W di uscita, la riproduzione di questo registratore si rivela ottima.

Altra caratteristica brillante dell'apparecchio è quella relativa all'alimentazione che può essere effettuata indifferentemente a 6 V con corrente continua (accumulatori o pile), o, mediante apposito alimentatore, dalla rete distribuzione a corrente alternata.

Naturalmente ci si può servire anche di un amplificatore esterno ed i risultati saranno evidentemente migliori.

La regolazione della velocità di trascinamento, problema molto importante per un registratore alimentato a pile, è stata risolta in modo molto elegante servendosi del transistor OC76 montato secondo lo schema di fig. 1.

In questo circuito, il transistor è inserito in parallelo al motore ed inoltre, tra la base del transistor e la spazzola del motore che fa capo alla batteria da 6 V, è installato un interruttore avente in serie una resistenza da 500 Ω.

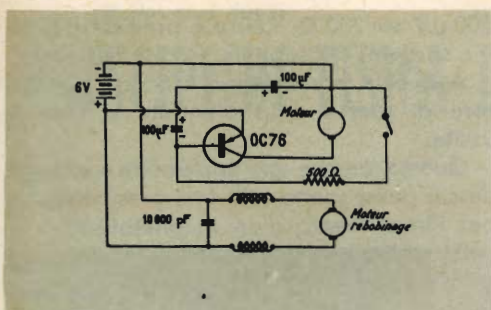



Fig. 1

L'apertura, o la chiusura, di questo interruttore è comandata dal motore e dipende dalla sua velocità di rotazione.

Le cose sono disposte in modo che quando il motore tende ad accelerare, la resistenza del transistor varia nel senso di diminuire la tensione d'alimentazione, e quindi il numero dei giri diminuisce; viceversa, quando la velocità di rotazione tende a diminuire, la tensione d'alimentazione aumenta ristabilendo così la giusta velocità.

Per l'avvolgimento rapido del nastro nei due sensi è previsto un secondo motore indipendente dal primo.

L'AMPLIFICATORE

Lo schema elettrico è rappresentato in fig. 2; esso comprende i seguenti transistor:

Transistor OC603

— Preamplificatore delle tensioni microfoniche, in registrazione, e delle tensioni provenienti dalla testina di riproduzione in ascolto.

Transistor OC75 e OC71: Amplificatori.

Transistor OC76: Pilota.

Transistor 2xOC74: Stadio di uscita in push-pull.

Valvola DM71 — Indicatore della profondità di modulazione.

Lo stadio push-pull può lavorare in due modi distinti, e cioè come amplificatore, quando è derivato dal trasformatore pilota, come oscillatore a frequenza supersonica quando è commutato sulle bobine corrispondenti.

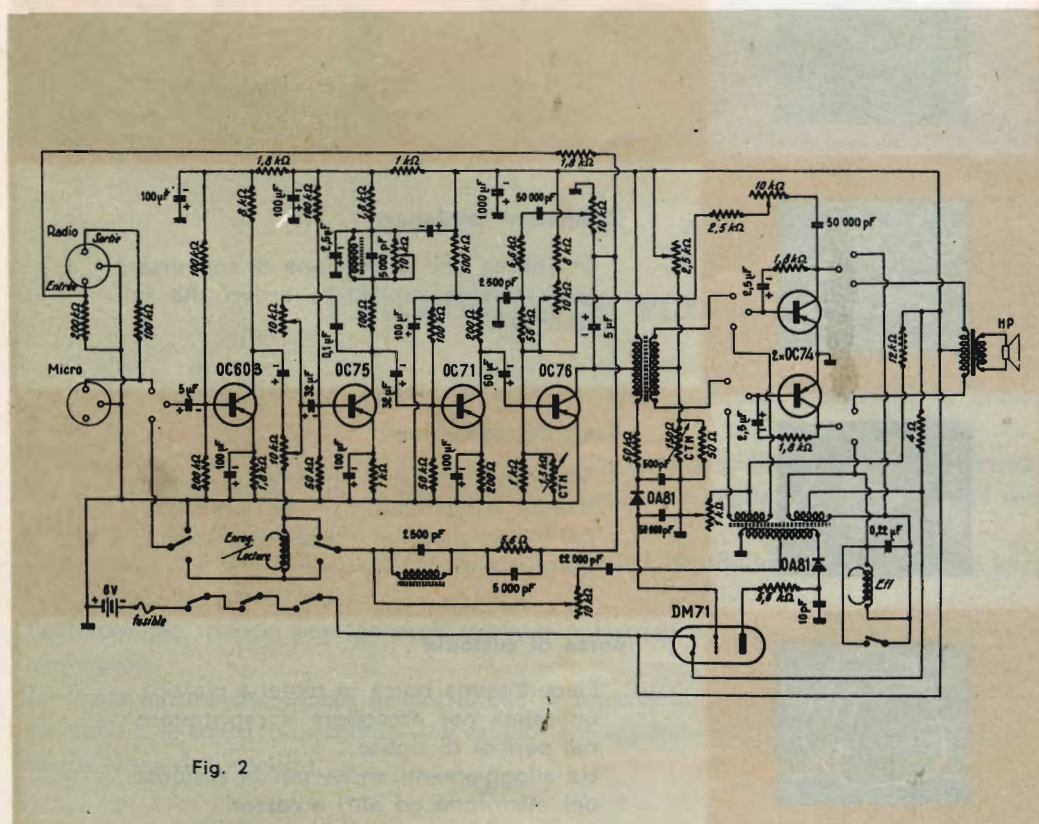



Fig. 2

In quest'ultimo caso una parte della tensione di alta frequenza ottenuta, viene raddrizzata attraverso un diodo OA81 per alimentare la placca della valvola DM71 la cui tensione di comando è ugualmente raddrizzata da un altro OA81.

Si ottiene a questo modo il controllo del livello di registrazione.

La regolazione di volume è ottenuta per l'azione del potenziometro da 2,5 kΩ che varia la polarizzazione della base dei due transistor finali 2xOC74.

La regolazione del tono viene effettuata agendo su un ramo del circuito di controreazione.

Questi due comandi risultano efficaci tanto in fase di registrazione che per l'ascolto.

Sullo schema si notano due prese, l'una è prevista per l'inserimento di un microfono dinamico la cui sensibilità è di 200 μV su 200 Ω, l'altra è prevista per altre sorgenti di segnale, come radio, ecc.

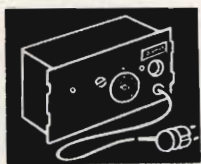
A questa presa fanno capo un conduttore di massa, uno d'entrata e uno di uscita.

Questo perchè gli apparecchi radio tedeschi posseggono tutti una presa comune per l'inserimento d'un magnetofono.

Si realizzano a questo modo, con un solo cordone, tutti gli inserimenti necessari per la registrazione e la riproduzione senza possibilità di commettere errori di collegamento.

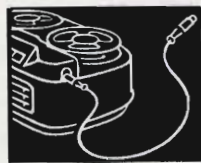
Poichè l'entrata per il microfono è a bassa impedenza, esso può essere collegato all'apparecchio anche mediante un cordone lungo parecchie centinaia di metri.

Conviene infine notare che l'apparecchio può funzionare sia orizzontalmente che verticalmente: l'operatore può quindi durante la registrazione, portare il magnetofono anche a bandoliera.

ACCESSORI DI DOTAZIONE

Convertitore

Da impiegare, in sostituzione delle batterie, per l'alimentazione del registratore.
Si deriva dalla comune rete a corrente alternata a 110 ÷ 260 V, 50 Hz - uscita 6 V c.c.

Adattatore telefonico

Si utilizza per la ricezione di conversazioni telefoniche sia in arrivo che in partenza.

Cavo di connessione

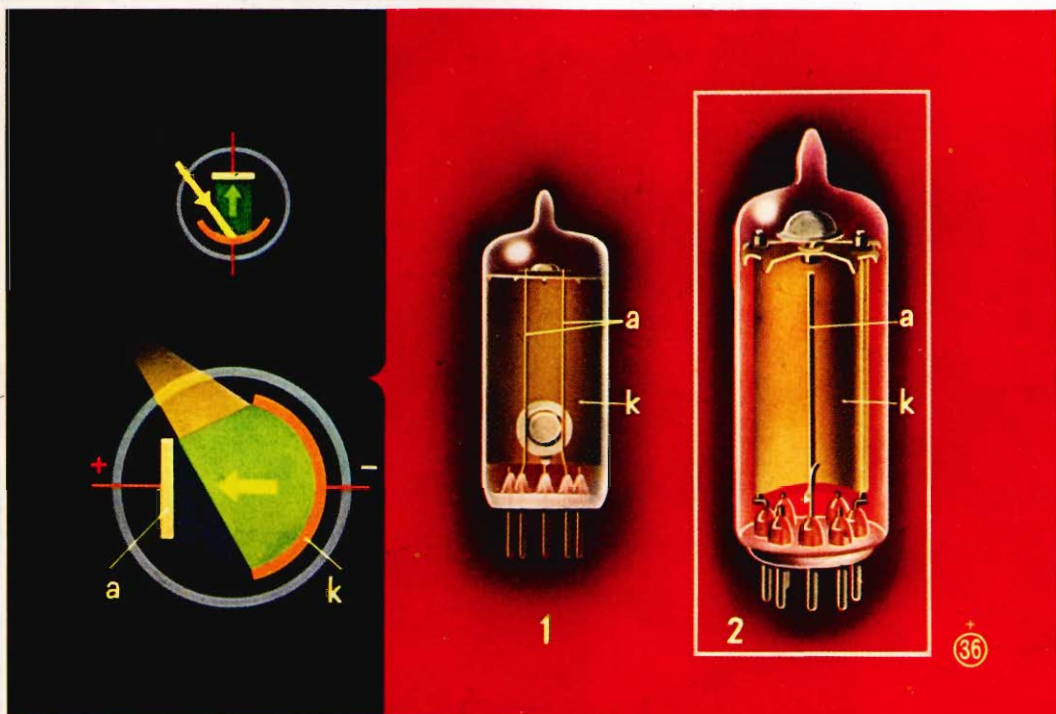
Serve per collegare l'amplificatore locale con un altoparlante esterno, come pure per convogliare al registratore segnali esterni in arrivo.

Borsa di custodia

Elegantissima borsa in materia plastica, utilissima per accogliere il registratore nei periodi di riposo.
Ha alloggiamenti anche per la custodia del microfono ed altri accessori.

(continua dal n. 4 1961)

PRINCIPI DI FISICA ELETTRONICA

dalla serie di diapositive a colori "PHILIPS"

Fotocellule a vuoto

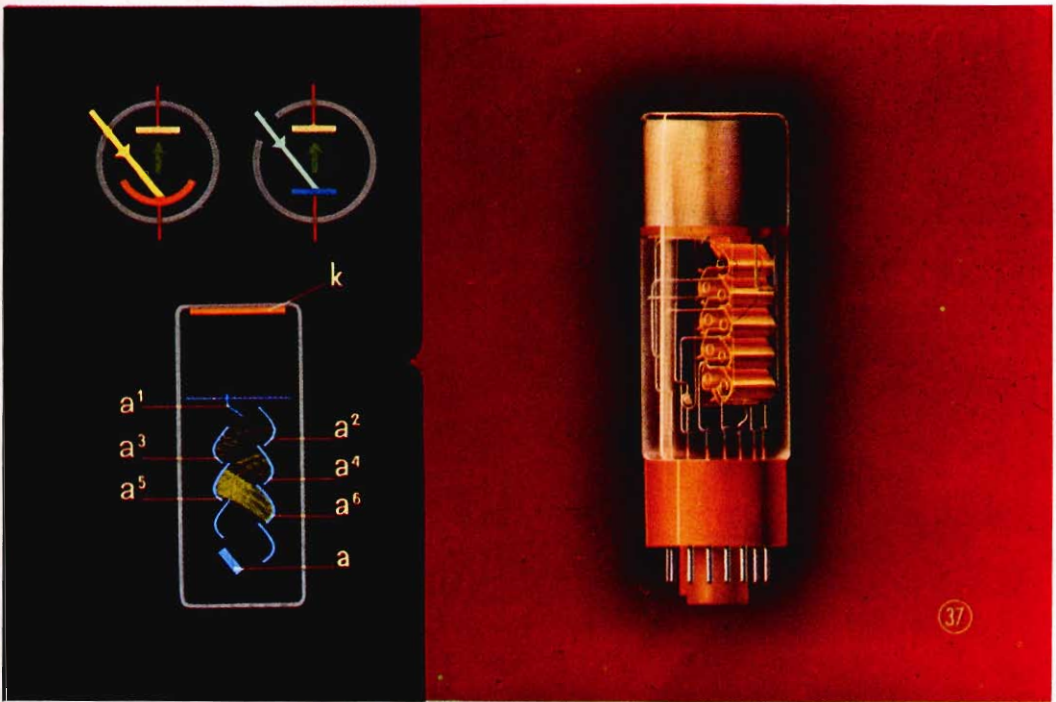
Di queste, si è abbastanza estesamente parlato nel n. 4-1960 di « Selezione di Tecnica Radio TV ».

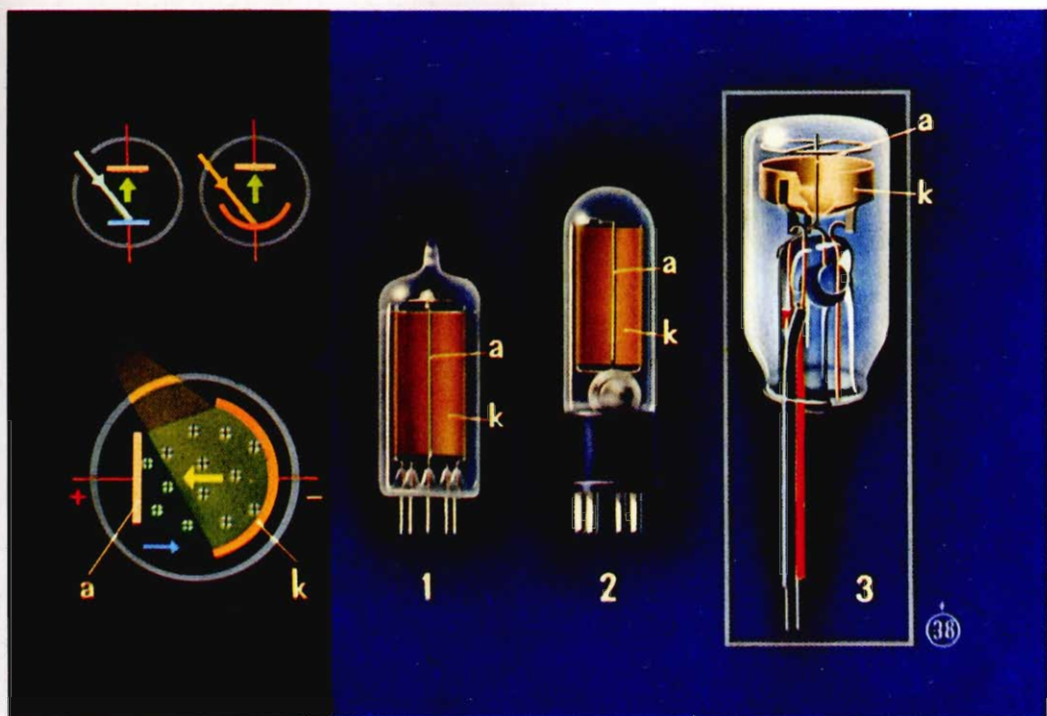
In esse, il catodo (*k*) allorchè viene colpito da una radiazione luminosa, emette elettroni che si dirigono all'anodo (*a*) positivo, generando così una corrente anodica facilmente rivelabile dopo opportuna amplificazione.

In generale, le fotocellule si distinguono secondo la loro sensibilità alla luce rossa (e infrarossa) o blu (e ultravioletta).

Le fotocellule trovano impiego negli impianti industriali e negli apparecchi di misura di ogni specie.

La figura mostra due esempi di costruzione di fotocellule.

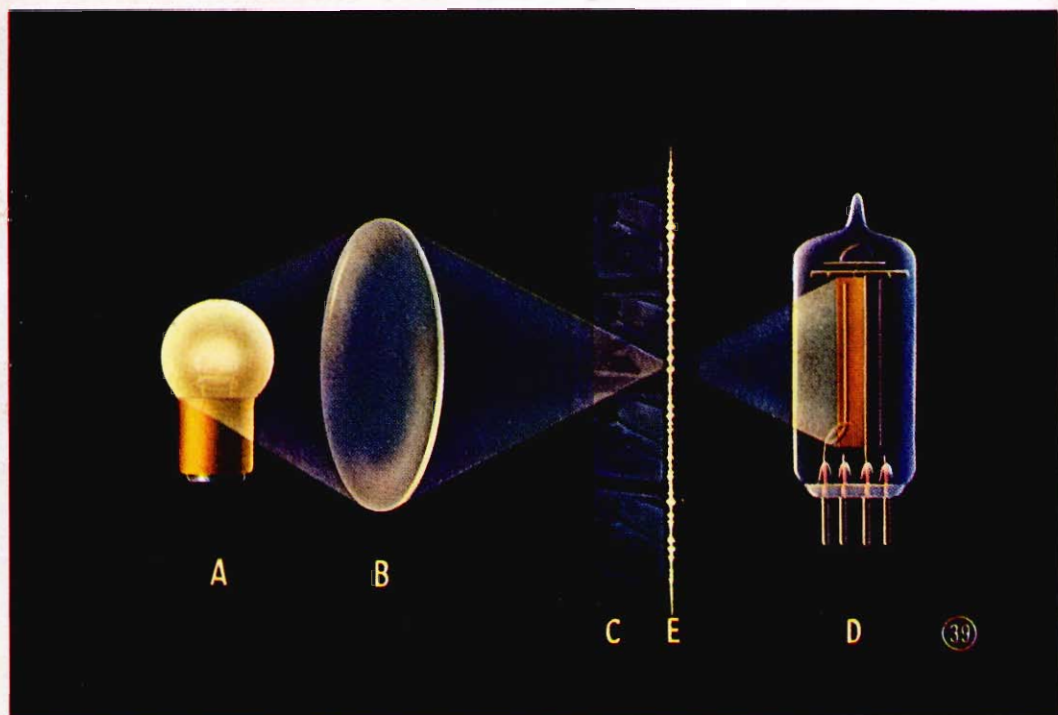
Nel tubo 1, lo strato fotosensibile — il catodo — è applicato alla parete di vetro; nel tubo 2 su un elettrodo metallico.

Fotomoltiplicatori

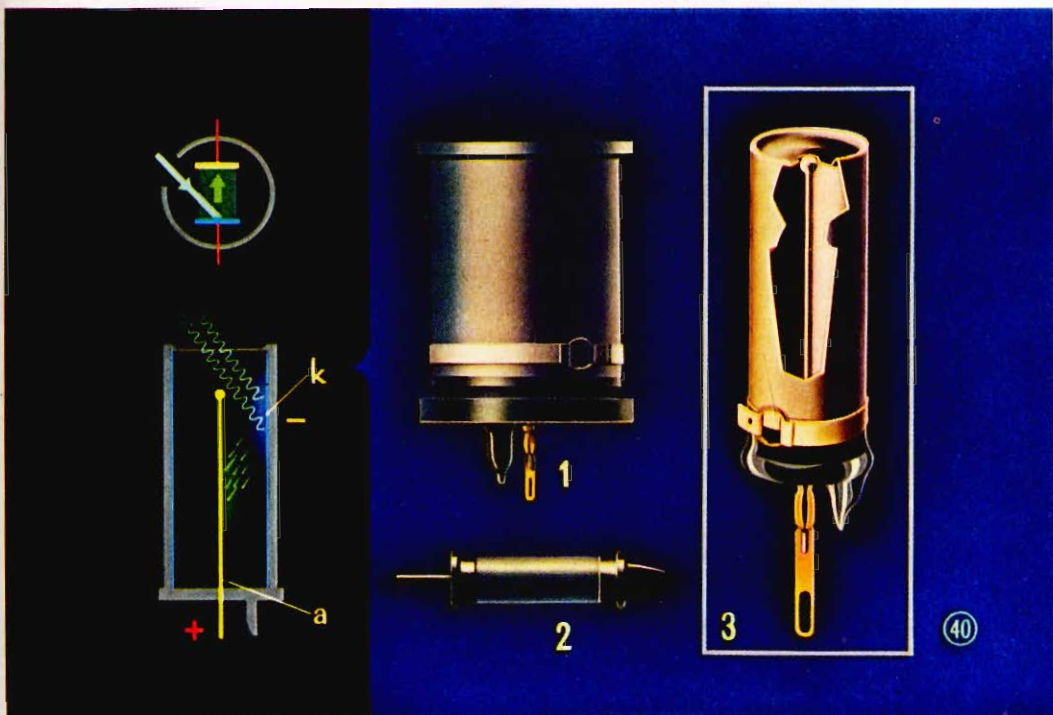
Nel fotomoltiplicatore, gli elettroni emessi dal fotocatodo vanno a colpire un anodo (a^1) dal quale estraggono una quantità multipla di elettroni secondari.
Questi si dirigono verso un altro anodo (a^2) a potenziale superiore, dove si ottiene una nuova moltiplicazione per emissione di elettroni secondari. Questo fenomeno si ripete negli anodi successivi.
Con un sistema a 11 anodi, per ogni elettrone primario emesso, si ottiene circa 1 milione di elettroni sull'anodo di arrivo (a).
I fotomoltiplicatori sono pertanto estremamente sensibili.
Si impiegano negli strumenti misuratori della luce e della radiazione radioattiva, oltre che nelle ricerche sulla radiazione cosmica.

Fotocellule a riempimento gassoso

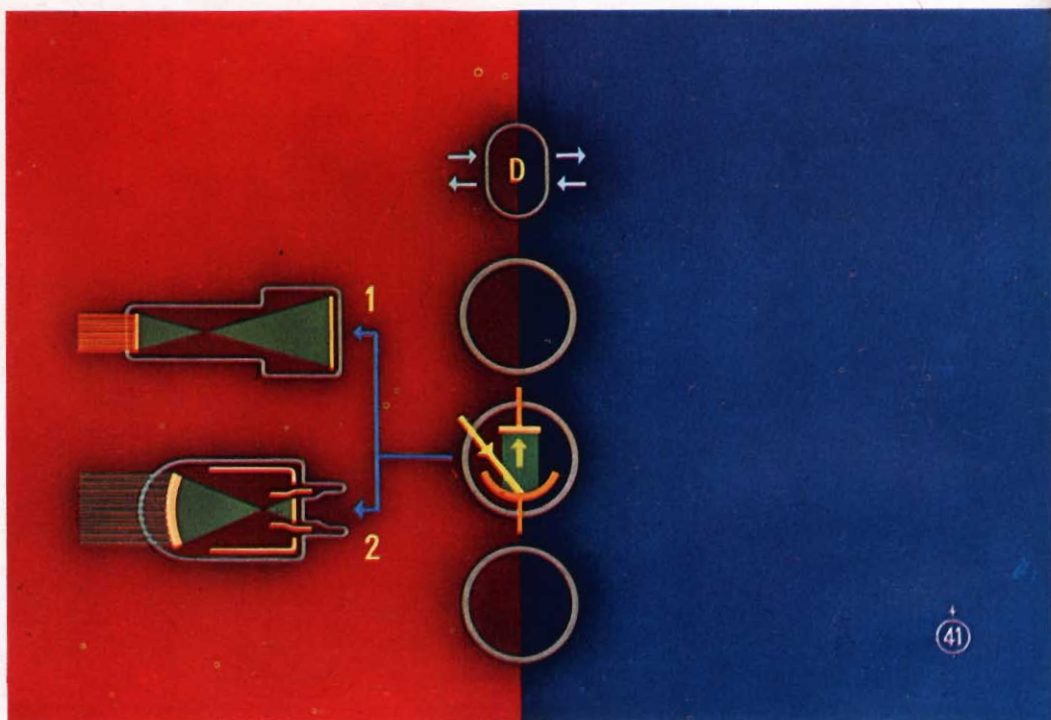
Nelle fotocellule a riempimento gassoso, per effetto della ionizzazione del gas, si ha una notevole amplificazione della corrente.

I tubi sono largamente impiegati nell'industria, ad esempio, per il conteggio, la scelta e la calibrazione degli oggetti o di pezzi lavorati, in dispositivi d'allarme o di commutazione ecc.

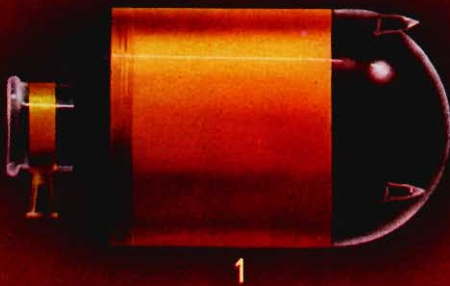
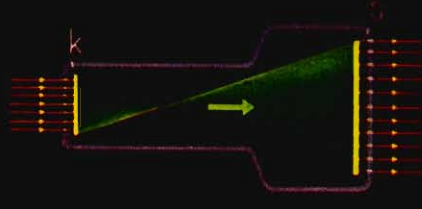
I tubi 1 e 2 sono costruiti per ingresso laterale della luce, mentre nel tubo 3, l'ingresso è frontale.

Le fotocellule a gas si distinguono come quelle a vuoto, a seconda della loro sensibilità alla luce rossa o azzurra.

Film sonoro

In questa figura è indicato il principio di funzionamento del film sonoro.
Una sorgente A, proietta attraverso la lente B, un punto luminoso sulla banda sonora E del film C.
Poichè la banda sonora viene riportata, all'atto della produzione del film, per via fotografica in accordo con la modulazione della corrente microfonica, si ha che a seconda della conformazione della banda sonora, il catodo della fotocellula D, viene colpito da un raggio a luminosità variabile.
La fotocellula trasforma, quindi, le variazioni luminose, in variazioni di corrente elettrica che, amplificate, vengono riprodotte dagli altoparlanti disposti nella sala di proiezione, dietro lo schermo.

Contatori Geiger-Müller

I contatori di Geiger-Müller vengono impiegati per la rivelazione di sostanze radioattive, o per la misura della loro radiazione.
Se nel contatore penetra una radiazione radioattiva, si innesca una scarica, e una corrente percorre il contatore.
Il riempimento gassoso rende il contatore autoestintore, fa in modo cioè che la scarica cessi immediatamente dopo il suo innesco.
Contando gli impulsi, ad esempio, con un contatore elettronico, o contando a orecchio gli impulsi per mezzo di una cuffia, si può stabilire l'intensità della radiazione.
Le figure 1-2-3, mostrano differenti esecuzioni di contatori.

Tubi del gruppo D

I tubi del gruppo D, come abbiamo detto in precedenza, compiono le stesse funzioni di quelli del gruppo A, dai quali peraltro differiscono in quanto l'energia trattata è sotto forma di radiazioni.

A questo gruppo appartengono i convertitori d'immagini rappresentati nella figura sopra col numero 1, e gli amplificatori Röntgen 2 nei quali, accelerando fortemente gli elettroni mediante l'applicazione di una tensione elevata agli elettrodi, si ha la possibilità di aumentare la luminosità dell'immagine riprodotta sullo schermo luminescente.

Convertitori d'immagine

I convertitori d'immagine (raffigurati esternamente come vedesi al n. 2 della figura a fondo rosso) sono muniti, come indicato nell'immagine a fondo nero, di un fotocatodo *k* che, una volta colpito da un raggio luminoso esterno, emette elettroni.
Gli elettroni, debitamente messi a fuoco, vengono proiettati sullo schermo luminescente *S* che diventa luminoso nei punti colpiti.
Questi tubi si impiegano su apparecchi destinati a « vedere » gli oggetti in oscurità.
Il catodo di questi apparecchi è sensibile all'infrarosso.
Un proiettore di radiazione infrarossa « illumina » la zona, e i raggi riflessi, la cui radiazione è invisibile ad occhio nudo, sono resi visibili sullo schermo del tubo.
Si usano questi tubi, anche per la fotografia istantanea.
Impiegando catodi sensibili ai raggi Röntgen, si può, con il convertitore d'immagini, trasformare un'immagine Röntgen in un'immagine visibile.
Se inoltre, con l'ausilio di una tensione elevata, si accelerano gli elettroni, si può aumentare la luminosità dell'immagine (circa 1000 volte).
Questi tubi, vedi fig. 1, si chiamano *intensificatori o rinforzatori d'immagine* e sono di prezioso ausilio in röntgendiagnostica.

FINE

Registratore portatile

Per tutti, finalmente, un registratore a transistor pratico, perfetto, semplice da impiegare ovunque:

affari
scuola
sport
arte
divertimento

Caratteristiche tecniche: Registratore a nastro con bobine da 3 ½" - Selettore per riproduzione e registrazione, a tastiera - Velocità del nastro 9,5 cm/s - Altoparlante magnetodinamico incorporato -Amplificatore a 5 transistor - Dispositivo di sicurezza - Velocità del motore controllata da regolatore centrifugo - Alimentazione con batterie da 4,5 V - Peso: kg 2.200 - Elegante borsa in pelle - Dimensioni: 22.5 × 15 × 9 cm — L. 66.000

TRASFORMATORE DI MODULAZIONE

H/247

La serie dei prodotti G.B.C. per radioamatori si arricchisce di un nuovo prodotto con la comparsa del trasformatore di modulazione H/247 particolarmente studiato per l'impiego su piccoli trasmettitori.

Il trasformatore H/247 è previsto per funzionare con due EL 84 in controfase con 300 V sulle placche e con una resistenza di catodo di 130 ohm. Può modulare al 100 % di placca e griglia schermo uno stadio finale a radio frequenza con 25 W di alimentazione.

Lo schema di un modulatore che impiega il trasformatore H/247 è riportato nella fig. 1; la preamplificazione è sufficiente per un microfono piezoelettrico; con 300 V sulle placche delle EL 84 il consumo dell'amplificatore si aggira sui 100 mA e si può ottenere una potenza di uscita di 15 W.

Il secondario del trasformatore è provvisto di prese per consentire l'adattamento a tre diverse impedenze di modulazione. Nel secondario può circolare corrente con-

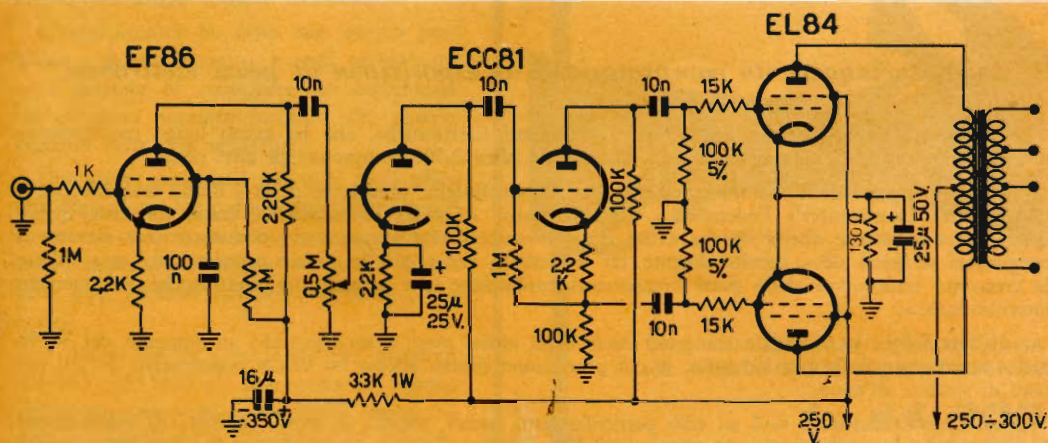



Fig. 1 - Schema del modulatore da 15 W.

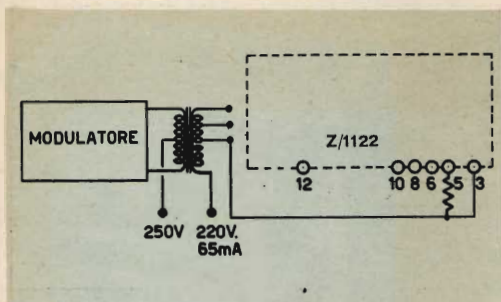



Fig. 2 - Impiego del trasformatore H/247 per modulare lo stadio finale del trasmettitore G.B.C. 7 1122.

tinua senza che intervengano fenomeni di saturazione: il valore massimo di tale corrente varia col variare della impedenza usata ed è riportato nelle caratteristiche.

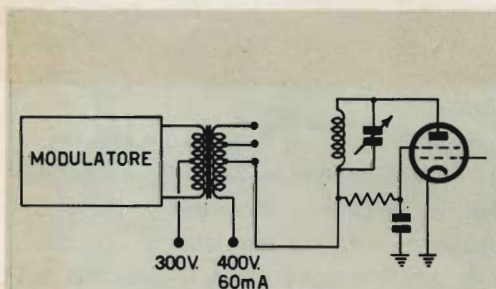
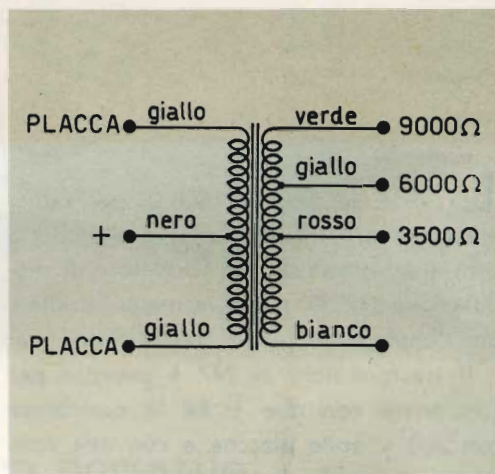



Fig. 3 - Impiego del trasformatore H/247 per modulare una valvola tipo 807 o similare con 25 W di alimentazione.

Caratteristiche del trasformatore H/247

Potenza max.	15 W
Impedenza del primario	8000 ohm
Impedenze dei secondari	3500; 6000; 9000 ohm
Resistenza del primario	150 ohm
Resistenza dei secondari	105; 140; 170 ohm
C.C. max nei secondari	90; 70; 60 mA
Risposta (± 3 dB)	100 - 6000 Hz
Dimensioni	80 x 75 x 85 mm
Peso	1300 g

Duemilacinquecento compratori ad un'esposizione di pezzi elettronici

La Mostra della Radio e delle Parti Componenti Elettroniche, che ha avuto luogo recentemente a Londra (30 maggio - 2 giugno) è stata visitata da oltre 2.500 compratori di altri paesi.

L'ultimo giorno della manifestazione il Sig. Arthur Bulgin, presidente della « Radio and Electronic Component Manufacturer's Federation », ha dichiarato: « Questa esposizione è stata, tra tutte quelle della nostra industria, quella che ha avuto maggior successi. La presenza di un numero così elevato di compratori stranieri deve inevitabilmente far aumentare ancor più le nostre esportazioni; essa riflette la crescente importanza delle parti componenti britanniche per attrezzature elettroniche sul mercato internazionale ».

Il Sig. Bulgin ha ricordato come nel corso degli ultimi mesi si sia registrato un aumento del 36 % nelle esportazioni della sua industria, la cui produzione supera adesso un valore complessivo di 130 milioni di sterline all'anno.

« La nostra industria sarà ad esso particolarmente attiva, mentre le molte richieste di informazioni si tradurranno in ordinazioni » ha concluso il Sig. Bulgin.

Durante i quattro giorni nei quali si è svolta la manifestazione i visitatori hanno superato il totale di 35.000; si è trattato soprattutto di industriali, tecnici ed ingegneri.

Rubato a Monte Maggio il ripetitore della TV

Pesa quaranta chili e vale un milione

Un furto piuttosto fuori dell'usuale è stato scoperto giorni addietro da un tecnico della R.A.I. in servizio di ispezione presso il ripetitore RAI di Monte Maggio, nei pressi di Savignone. Ignoti ladri, forzata con arnesi da scasso una cabina stagna, si sono impadroniti del ripetitore di riserva. Il complicato apparecchio del peso di circa quaranta chilogrammi, ha un valore di oltre un milione. Il furto è stato immediatamente denunciato ai carabinieri della stazione di Savignone, che stanno conducendo attive indagini.

A quanto risulta, un analogo furto fu denunciato anche due anni fa e precisamente il 26 settembre. I ladri, evidentemente esperti in materia radiotelevisiva, anche questa volta si sono impadroniti solamente del ripetitore di riserva. Rubando quello in funzione, una vasta zona non avrebbe potuto captare i programmi facendo in tal modo accorrere immediatamente sul posto i tecnici.

I dittafoni per razionalizzare le aziende

La moderna politica economica impone, soprattutto in Germania dove tutti i settori industriali lamentano una forte carenza di mano d'opera, la massima abbreviazione dei cicli lavorativi e l'impiego di macchine sempre più razionali, cui affidare buona parte del lavoro, un tempo sbrigato dall'uomo.

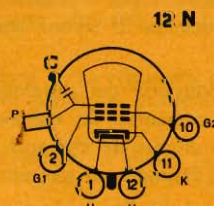
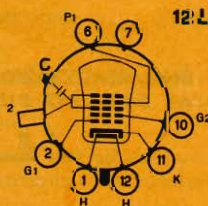
L'elettrotecnica ha fatto suo questo problema e questo compito, e negli ultimi anni si è sforzata di sviluppare dei macchinari che vengano appunto incontro alle mutate esigenze della vita moderna.

Uno degli apparecchi più utili negli uffici si è dimostrato il dittafono; ma naturalmente è occorso un certo tempo prima che potesse essere messo perfettamente a punto e diventasse quel prezioso strumento di lavoro, che è oggi.

Il fatto, che la produzione dei dittafoni dal 1957 al 1960 sia aumentata in ragione del 60 per cento sta a dimostrare che anche questo apparecchio si è imposto sul mercato.

Un ottimo scorcio sul livello qualitativo raggiunto ???

Tubi a raggi catodici

TIPO	zoccolatura	focalizz.	angolo deflessione diagonale	dimensioni bulbo lungh. max mm.	dimensioni bulbo largh. max mm.	dimensioni utili dello schermo mm. larghezza	dimensioni utili dello schermo mm. altezza
17QP4A	12 N	Magn.	70°	497	394	361	273
17LP4A	12 L	Elettr.	70°	497	394	361	273
17BP4B	12 N	Magn.	70°	499	394	361	273
17HP4B	12 L	Elettr.	70°	497	394	361	273
17ATP4A	12 L	Elettr.	90°	416	394	361	273
17DJP4	12 L	Elettr.	90°	397	391	363	282
17BJP4	12 L	Elettr.	90°	406	394	361	273
17DCP4	12 L	Elettr.	90°	371	391	363	282
17BZP4	8 HR	Elettr.	110°	319	397	375	297
17CVP4	8 HR	Elettr.	110°	319	387	375	297
17DKP4	8 JR	Elet. 3-pot.	110°	272	397	375	297
21EP4B	12 N	Magn.	70°	594	520	485	352
21FP4C	12 L	Elettr.	70°	594	520	485	352
21ZP4B	12 N	Magn.	70°	594	520	485	352
21YP4A	12 L	Elettr.	70°	594	520	485	360
21AUP4B	12 L	Elettr.	72°	595	518	485	381
21ATP4A	12 L	Elettr.	90°	518	520	485	381
21DVP4	12 L	Elettr.	90°	467	518	485	382
21CBP4A	12 L	Elettr.	90°	467	518	484	382
21DJP4	12 L	Elettr.	90°	467	518	484	382
21CEP4A	8 HR	Elettr.	110°	375	518	485	381
21DAP4	8 HR	Elettr.	110°	375	518	485	381
21DKP4	8 HR	Elettr.	110°	375	518	485	381
21EQP4	8 JR	Elet. 3-pot.	110°	318	514	484	382
23HP4	8 HR	Elettr.	110°	392	541	503	387
24DP4A	12 L	Elettr.	90°	547	580	555	428
24ASP4	12 L	Elettr.	90°	485	575	544	426
27SP4	12 L	Elettr.	90°	596	647	609	469

per televisione

accensione filamento		tensione di focalizzazione	tensioni tipiche di funzionamento			trappola ionica	
tensione V	corrente A	V	2° anodo V	griglia 2 V	griglia 1 V		
6.3	0.6	—	14000	300	28-72	Singola	
6.3	0.6	— 56 ÷ 310	14000	300	33-77	Singola	
6.3	0.6	—	12000	300	33-77	Singola	
6.3	0.6	— 56 ÷ 310	14000	300	28-72	Singola	
6.3	0.6	— 55 ÷ 300	14000	300	33-77	Singola	
6.3	0.3	— 50 ÷ 300	14000	300	35-72	Singola	
6.3	0.6	— 50 ÷ 265	12000	300	28-72	Nessuna	
6.3	0.3	— 50 ÷ 300	14000	300	35-72	Nessuna	
6.3	0.6	— 0 ÷ 400	14000	300	28-72	Nessuna	
6.3	0.3	— 0 ÷ 400	14000	300	35-72	Nessuna	
6.3	0.6	— 0 ÷ 400	14000	500	43-72	Nessuna	
6.3	0.6	—	16000	300	33-77	Singola	
6.3	0.6	— 56 ÷ 310	14000	300	28-72	Singola	
6.3	0.6	—	16000	300	33-77	Singola	
6.3	0.6	— 64 ÷ 352	16000	300	33-77	Singola	
6.3	0.6	— 72 ÷ 396	20000	300	28-72	Singola	
6.3	0.6	— 64 ÷ 350	16000	300	28-72	Singola	
6.3	0.3	— 50 ÷ 300	14000	300	28-72	Singola	
6.3	0.6	— 0 ÷ 450	16000	300	28-72	Nessuna	
6.3	0.3	— 50 ÷ 350	16000	300	35-72	Nessuna	
6.3	0.6	— 0 ÷ 400	16000	400	36-94	Nessuna	
6.3	0.6	— 0 ÷ 400	14000	300	28-72	Nessuna	
6.3	0.3	— 0 ÷ 400	16000	300	35-72	Nessuna	
6.3	0.6	— 0 ÷ 400	16000	500	43-72	Nessuna	
6.3	0.6	— 0 ÷ 400	16000	300	35-72	Nessuna	
6.3	0.6	— 64 ÷ 350	16000	300	28-72	Singola	
6.3	0.3	— 0 ÷ 400	18000	300	35-72	Nessuna	
6.3	0.6	— 72 ÷ 396	18000	300	28-72	Singola	

Si dice che...

... secondo le informazioni del Bollettino Belga « TV » alla fine dello scorso anno il numero delle utenze televisive sarebbe ammontato, nel Belgio, a 600.000 *unità circa.*

... il 1960 dovrebbe essere ricordato nelle cronache dell'industria radioelettrica inglese come l'anno di maggior vendita di apparecchi radio. La quantità media di apparecchi venduti sarebbe stata superiore ad ogni previsione ed avrebbe di gran lunga superato quella dei televisori.

... l'Austria che conta oggi circa 7.000.000 *di abitanti (di cui* 2.000.000 *circa vivono nella sola Vienna) conterebbe* 180.000 *apparecchi televisivi installati. Il Ministero delle Telecomunicazioni di questo Stato prevederebbe che entro il prossimo novembre tale numero abbia a salire a* 200.0000 *unità.*

... l'industria britannica delle apparecchiature elettriche vanterebbe una produzione annua di circa 2.605 miliardi di lire italiane. L'anno scorso le esportazioni, per quanto riguarda l'industria in questione avrebbero raggiunto la cifra record di 185 milioni di sterline e recentissime indicazioni lascerebbero intendere che si sia oggi giunti ai 300 milioni di sterline l'anno, pari a 520 miliardi di lire. Le esportazioni verso l'Europa Occidentale sarebbero soddisfacenti malgrado l'intensificarsi della concorrenza. Circa un quinto delle esportazioni dal Regno Unito sarebbero dirette principalmente nei Paesi Bassi, nella Germania Occidentale e nella Svezia. Le apparecchiature radio e quelle genericamente elettroniche costituirebbero il nucleo più importante dell'esportazione verso l'Europa mentre seguirebbero ad una certa distanza, gli elettrodomestici.

... la Repubblica Popolare Cinese avrebbe iniziato con il corrente anno, su scala abbastanza vasta, l'esportazione di radio-ricevitori. I mercati prescelti sarebbero sopratutto quelli africani. Nel febbraio scorso, infatti, su numerosi quotidiani del nord e del sud Africa sarebbero apparsi grandi annunci pubblicitari su mezza pagina con i quali una fabbrica di Pechino avrebbe presentato speciali ricevitori a onde corte. La produzione cinese in tema di Radio TV avrebbe fatto la sua apparizione anche in Europa.

... con dieci milioni di abbonati alla televisione, cioè con una copertura nazionale del 100 % (questi dati si riferirebbero a delle recenti statistiche), l'Inghilterra potrebbe ben vantarsi di essere « una nazione di telespettatori ». La British Broadcasting Corporation infatti calcolerebbe circa 26.000.000 di telespettatori, 20.000.000 dei quali potrebbero ricevere sia i programmi della BBC sia quelli delle stazioni commerciali.

IN LABORATORIO

CAMBIADISCHI AUTOMATICO "LESA" STEREO

CADIS CD5/PU

(continua dal n. 4)

MECCANISMI PER IL CAMBIO AUTOMATICO DEL DISCO

funzionamento, difetti possibili, smontaggio, montaggio

14. **Avviamento**

L'apparecchio viene messo in funzione ruotando la manopola 105 di avviamento in senso orario. La scrittura ON-REJ si porterà in corrispondenza all'indice inserito sulla piastra.

Con questa manovra mediante il tirante 98 si imprime alla leva 59 di comando automatismi una rotazione che permette alla ruota 84 di portarsi a contatto con il motore. Con la stessa manovra viene sollevata la linguetta di comando del microinterruttore 93 e si sblocca l'albero delle camme trattenuto in posizione dalla coda superiore della leva 59 impegnata nella sede delle camme 80. In questo modo il motore, alimentato dalla rete, mette in moto l'albero delle camme che è l'origine di tutti i meccanismi di cambio automatico del disco.

Funzionamento difettoso dell'avviamento si può avere per le seguenti cause:

14.1. Microinterruttore difettoso - vedi voce 13 -.

14.2. Leva 59 difettosa. Con manopola di avviamento in posizione ON-REJ e con motore staccato dalla rete, ruotare a mano in senso orario (guardando dall'alto il cambiadischi in posizione di fun zionamento) l'albero delle camme per circa 10°. Rilasciare quindi la manopola di avviamento. Controllare che la coda del supporto 83 sporgente sotto la piastra disti dalla leva 59 di comando automatismi di 0,3 ÷ 0,7 mm (Regolare eventualmente la linguetta della leva 59).

15. **Sollevamento braccio**

Il movimento di sollevamento del braccio viene comandato dall'ultima camma 66 per mezzo della leva 123 e dell'astina frizionata 121.

L'altezza del braccio è regolata dalla vite a testa esagonale F posta sotto il braccio in prossimità della cerniera - vedi Fig. 10 ed anche disco istruzioni, capoverso « Altezza del Rivelatore » -.

Si regola l'altezza in modo che l'estremità della puntina si sollevi 2 mm sopra una pila di dischi con spessore totale 2,2 cm. In queste condizioni il braccio non deve toccare durante i suoi movimenti il disco superiore e se lasciato cadere al di fuori di un disco la puntina non deve toccare la piastra, ma deve rimanere a metà corsa tra la superficie del piatto e la piastra.

16. **Rotazione braccio**

Il braccio è comandato nel suo movimento di rotazione da due leve.

La leva 74 di avvicinamento del braccio al centro del piatto che è comandata dalla prima camme 62 sotto la piastra.

La leva 71 di allontanamento del braccio dal centro del piatto che è comandata dalla seconda camme 64 sotto la piastra.

Le leve agiscono sulla leva 118 solidale al braccio stesso.

La corsa del braccio e di conseguenza il diametro di caduta della puntina sul disco è determinata dalla posizione dello slittone 54.

Lo slittone 54 ha tre gradini corrispondenti ai tre diametri standard dei dischi.

La leva 74 di avvicinamento si porta fino ad incontrare lo slittone 54 poi rimane bloccata in attesa del movimento di discesa del braccio.

Avvenuto il movimento di discesa, la leva 74 ritorna all'esterno e la leva 71 si porta al centro lasciando così libero il braccio nella rotazione comandata dal solco del disco come in un giradischi normale.

La posizione di discesa del braccio richiede una regolazione eseguita a mezzo della vite G - vedi Fig. 10 e disco istruzioni, capoverso « Posizione caduta rivelatore » -.
Eseguita la regolazione su un diametro, automaticamente l'apparecchiatura è regolata per gli altri due diametri. Diamo nella seguente tabella i valori esatti di regolazione.

TIPO DI DISCO	diametro di caduta mm	Distanza tra punto di caduta e perno porta disco in mm
disco da 17 cm (7")	168 ÷ 173	81,5 ÷ 83
disco da 25 cm (10")	242 ÷ 247	117,5 ÷ 120
disco da 30 cm (12")	293 ÷ 296	143 ÷ 144,5

Ogni cambiadischi viene regolato in fabbrica secondo questa tabella.

Funzionamenti difettosi si possono avere per i seguenti motivi:

16.1. Leva 74 di avvicinamento deformata. L'altezza dell'estremità di comando del braccio deve essere tale che la leva lavori a metà altezza dello slittone 54 e della leva a gancio 111.

16.2. Leva 71 di allontanamento deformata. L'altezza dell'estremità di comando del braccio deve lavorare a metà altezza del piolo della leva 118 solidale al braccio.

16.3. Frizione difettosa. Durante il movimento di avvicinamento e allontanamento, il braccio ruota vincendo l'attrito fra le superfici a contatto dei piattelli 122 e 125. Questo attrito non deve essere eccessivo per non ostacolare la rotazione del braccio e non deve essere troppo basso per evitare che per inerzia il braccio faccia una rotazione superiore a quella comandata. Il valore di questo attrito è contenuto in sede di produzione tra 200 e 280 g cm. In caso di funzionamento difettoso pulire le superfici frizionate, controllare che i piattelli 125 e 122 abbiano un leggero gioco per l'adattamento dei rispettivi piani. Sostituire eventualmente il piattello 125 se con sughero usurato.

16.4. Coda del piattello 122 deformata e fuoriuscita dalla forcella di guida della leva 118. Sostituire il piattello 122 rimuovendo i relativi anelli elastici dell'astina di sollevamento 121.

17. **Segnalazione della carica dischi**

Il braccio pressadischi 130 serve per mantenere i dischi paralleli al piano del piatto, ma ha inoltre la funzione di segnalare all'automatismo se vi sono ancora dischi da riprodurre.
Quando la carica di dischi è terminata, il braccio rivelatore deve appoggiare sul supporto 100 e aprire il circuito di alimentazione del motore. L'automatismo deve inoltre mettere in posizione di folle la ruota 33 di comando del piatto e cortocircuitare il rivelatore. Il braccio pressadischi 130 è solidale a un perno con due strozzature a diametro minorato. Queste variazioni di diametro vengono segnalate dalla leva 46 mediante un movimento di rotazione.
Quando la leva 46 è ruotata in modo da sentire il diametro maggiore vi sono ancora dischi da riprodurre e l'automatismo deve ripetere il ciclo di cambio.
Quando la leva 46 è ruotata in modo da sentire il diametro minore non vi sono più dischi da riprodurre. In tal caso il meccanismo è prodisposto in modo da arrestare il motore, mettere in folle la ruota 33, cortocircuitare il rivelatore e appoggiare il braccio nella posizione di riposo.
La leva 46 nella sua rotazione comanda la leva a gancio 111 che serve a bloccare il braccio nella sua posizione di riposo e la leva deviatrice 146 del salterello per la messa in folle della ruota 33 e il corto circuito del rivelatore. In caso di funzionamento difettoso controllare che:

17.1. Con leva 74 di avvicinamento braccio a fine corsa verso l'esterno, alzando e abbassando il braccio pressadischi la leva a gancio 111 si sposti decisamente da un fine corsa all'altro. Se ciò non avviene verificare l'attrito di quest'ultima leva sul suo perno. Con braccio pressadischi a metà corsa la molletta a filo solidale alla leva 46 dev'essere appoggiata ma non caricata contro la leva a gancio 111. La molletta a filo si caricherà contro la leva quando il braccio pressadischi è a fine corsa e la leva 46 ruota in senso opposto.

17.2. Il braccio pressadischi deve scendere richiamato dalla molla 131 e dal proprio peso, se ciò non avviene estrarre il braccio dalla sua sede rimuovendo l'anello elastico 16. Controllare che il perno non sia piegato e pulire con panno imbevuto di alcool i punti di lavoro. Non è necessaria alcuna lubrificazione per il buon funzionamento del braccio pressadischi.

18. **Caduta dischi**

L'operazione di caduta dei dischi è effettuata dall'astina 145. L'astina 144 di ritenuta posta all'estremità del perno portadischi serve a trattenere i dischi rimanenti.
Se i dischi hanno spessore inferiore a 1,5 mm il funzionamento può essere irregolare e possono cadere due dischi per volta. Questo perchè l'astina di ritenuta non trattiene il secondo disco della carica e il primo disco trascina per attrito il secondo nella caduta.
L'astina di caduta dischi è comandata dalla leva 128 e dalla rotazione e dalla ultima camme 66.
L'operazione di caduta dischi può essere controllata con cambiadischi fermo ruotando manualmente la leva 128. In caso di funzionamento difettoso controllare che:

18.1. L'astina di caduta dischi 145 venga spinta verso l'alto con una forza superiore a 60 g dalla molla 148 solidale alla leva 128.

18.2. L'estremtà dell'astina caduta dischi 145 al massimo della corsa verso la torretta 106 sporga rispetto alla parte posteriore del perno di 7 ÷ 7,5 mm.

18.3. L'astina di ritenuta 144 cada liberamente comandata dal proprio peso.

18.4. Altri difetti possono dipendere da dischi con foro centrale deformato o minorato.

Per la sostituzione del perno portadischi 2 procedere come segue:

— Estrarre il piatto come da voce 7.
— Sfilare la spina 147.
— Estrarre il perno 2 e l'astina 145.
— Applicare il nuovo perno con l'astina sul perno 1B.
— Regolare l'allineamento dei fori dell'astina 145 del perno 2 del mozzo 1B e infilare la spina 147 nella sua sede fino a che è completamente penetrata nel perno.
— Controllare il funzionamento come da voce 18.2. e se necessario regolare sulla leva 128 l'inclinazione delle linguette di comando dell'astina 145.

19. **Tasteggio diametro dischi**

Durante la caduta del disco una linguetta 49 tastatrice ne rileva il diametro e lo segnala allo slittone 54 che provvede ad arrestare il braccio nella posizione corrispondente all'inizio dell'incisione - vedi voce 16 -.
Se cade un disco da 17 cm di diametro, la linguetta non si muove.
Se cade un disco da 25 cm di diametro, la linguetta si inclina di circa 25°.
Se cade un disco da 30 cm di diametro, la linguetta si inclina di circa 60°.
La linguetta 49 inclinandosi fa ruotare la leva 50 sul suo perno.
La leva 50 sposta lo slittone 54 che predispone l'esatto gradino di arresto contro la leva 74 di avvicinamento braccio.
Lo slittone 54 è frizionato dalla leva 55 e dalla molla 52 in modo da assorbire gli slanci che riceve dal disco durante la caduta.
La predisposizione e il rientro del sistema di testaggio diametro dischi è effettuato dalla leva 73 comandata dalla prima camme 62 sotto la piastra.
In caso di funzionamento difettoso eseguire la seguente regolazione.

19.1. Con motore staccato ruotare a mano l'albero camme fino a che la linguetta tastatrice si trova al massimo della sua corsa in posizione orizzontale. Se non raggiunge o supera questa posizione, regolare il filo di acciaio della leva 73 che comanda lo slittone 54.

19.2. La forza necessaria ad abbassare la linguetta 49 tastatrice applicata in corrispondenza al foro alla sua estremità dev'essere compresa fra 10 e 16 g. In caso contrario regolare la frizione spostando l'anello elastico che comprime la molla 52.

19.3. Proseguire nella rotazione dell'albero camme fino a fine corsa, verificare che non vi sia gioco nella rotazione della leva 73. Per una leggera precarica tra il piolo della camme 62 e la leva 73 regolare eventualmente il filo in acciaio della leva 73.

20. **Scatto automatico di fine disco**

Lo scatto automatico di fine disco è pronto al funzionamento quando la puntina incomincia a percorrere un solco da 120 ÷ 135 mm di diametro.
In queste condizioni la leva 117 solidale al braccio a mezzo di una frizione di circa 20 g cm fa ruotare la leva 56 di tasteggio scatto.
La leva 56 di tasteggio scatto si porta a contatto con la molla 135 che ruota solidale al piatto.
Se il braccio sta riproducendo un solco inciso, il suo avanzamento per ogni giro del piatto sarà minimo (passo di avanzamento inferiore a 1,2 mm). In questo caso la molla 135 ad ogni passaggio respinge la leva 56 e di conseguenza la leva 117 slitta sulla frizione.
Quando termina l'incisione il braccio segue un solco ad avanzamento rapido (passo di avanzamento superiore a 1,8 mm). In questo caso la molla 135 non riesce durante la rotazione a respingere la leva 56, ma la aggancia e la trascina in rotazione.
La leva 56 ruotando mette in movimento la leva che avvia l'automatismo analogamente e quanto avviene nell'operazione di avviamento - vedi voce 14 -. Il funzionamento difettoso dello scatto può dipendere dai seguenti motivi:

20.1. Leva 117 legata al braccio con frizione eccessiva. In questo caso lo scatto funziona anche con passo di avanzamento inferiore a 1,2 mm.

20.2. Leva 117 legata al braccio con bassa frizione. Non possiede quindi la forza di comandare la leva 56. In questo caso lo scatto non funziona.

20.3. Molla 135 deformata. Se il peduncolo della molla gira a un diametro maggiore di 29 mm, il passo di avanzamento per far funzionare lo scatto aumenta. Se il dametro è minorato lo scatto funziona con passo di avanzamento minore.

20.4. La leva 56 si è inceppata e non ruota comandata dalla leva 117. In questo caso lo scatto non avviene.

20.5. La leva 56 non viene richiamata nella sua posizione di riposo contro il gommino di arresto 5 dalla molla 57. In questo caso lo scatto può avvenire durante la riproduzione o anche all'inizio del disco.

20.6. La leva 56 inizia a tasteggiare la molla 135 quando il solco a spirale rapida è già stato percorso dalla puntina (Ø inferiore a 120 mm).
In tal caso regolare l'inizio tasteggio in modo che anticipi, piegando la coda della leva 117.

FINE

TRANSISTOR
al germanio al silicio
per alta frequenza
per media frequenza
per bassa frequenza
di potenza
per circuiti di commutazione
applicazioni:
Radioricevitori - Microamplificatori -
Fonovaligie - Preamplificatori microfonici
e per pick-up - Survoltori c.c. per alimentazione
anodica - Circuiti relè - Calcolatrici elettroniche
FOTOTRANSISTOR
per impieghi industriali
DIODI
al germanio al silicio
applicazioni:
Rivelatori video - Rivelatori a rapporto per FM -
Rivelatori audio - Discriminatori e comparatori
di fase - Limitatori - Circuiti di commutazione -
Impieghi generali per apparecchiature professionali -
Impieghi industriali
FOTODIODI
per impieghi industriali
semiconduttori
PHILIPS
Piazza IV Novembre 3 Milano

TELEVISORE DA 19" 114°

UT/119

RIDOTTE DIMENSIONI D'INGOMBRO
8 CANALI ITALIANI
GRUPPO UHF INCORPORATO
17 VALVOLE (28 Funzioni)
2 RADDRIZZATORI AL SILICIO
2 DIODI AL GERMANIO
CINESCOPIO 114° - 19"
ALTOPARLANTE A LARGA BANDA

Questo televisore di recentissima costruzione con schermo rettangolare piatto consente una visione più completa ed agevole per chi guardi l'immagine da posizioni angolate.

È già funzionante per la ricezione del secondo programma UHF.

Altri pregi sono i comandi a pulsante per l'accensione dell'apparecchio e per il passaggio dal primo al secondo programma, l'antenna telescopica incorporata e le ridotte dimensioni d'ingombro (notevole vantaggio per l'arredamento).

La elevata sensibilità rende questo televisore adatto anche per le zone deboli di segnale. A tutte queste doti si deve aggiungere la grande sicurezza di funzionamento dovuta ad un rigoroso collaudo finale caratteristica di tutti i prodotti G.B.C.

Prezzo di listino **L. 180.000**

TELEVISORE DA 23" 114°

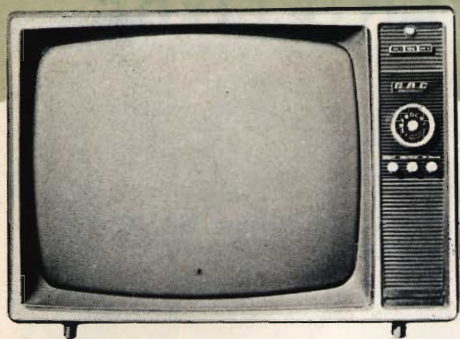
UT/93

RIDOTTE DIMENSIONI D'INGOMBRO
CINESCOPIO 114° 23"
SCHERMO RETTANGOLARE
8 CANALI ITALIANI
GRUPPO UHF INCORPORATO
17 VALVOLE (28 Funzioni)
2 DIODI AL GERMANIO
2 RADDRIZZATORI AL SILICIO
ALTOPARLANTE ELLITTICO A LARGA BANDA

Lo schermo rettangolare-piatto montato nel televisore UT/93 consente una comoda visione anche ai telespettatori situati in posizioni laterali. Altre caratteristiche di questo moderno apparecchio sono: l'altoparlante di tipo ellittico, i comandi a pulsante per l'accensione e il passaggio dal primo al secondo programma e l'antenna telescopica incorporata. Come altri modelli, anche l'UT/93 è funzionante per la ricezione del secondo programma televisivo. La sensibilità e la stabilità di sincronismo di questo televisore garantiscono una ricezione perfetta e nitidissima tanto dell'immagine quanto del suono.

Tutte le parti sono state accuratamente selezionate onde ottenere una lunga durata del televisore ed un funzionamento sicuro.

Un rigoroso collaudo finale caratteristica di tutti i prodotti G.B.C., è la più valida garanzia dell'ottimo funzionamento dell'apparecchio.

Prezzo di listino **L. 220.000**

TELEVISORE DA 23" - 110°
UT/103

RIDOTTE DIMENSIONI D'INGOMBRO
8 CANALI ITALIANI
GRUPPO UHF INCORPORATO
18 VALVOLE (32 Funzioni)
2 RADDRIZZATORI AL SILICIO
1 DIODO AL GERMANIO (OA73)
CINESCOPIO 110°
ALTOPARLANTE FRONTALE

Questo televisore di recentissima costruzione fa parte della « Serie d'oro 1962 ».

Lo schermo rettangolare utilizza al massimo la grandezza della immagine trasmessa e consente una migliore visione agli spettatori situati in posizioni laterali.

La fotocellula regola automaticamente la luminosità dello schermo a secondo dell'intensità luce dell'ambiente. L'UT/103 è particolarmente adatto alla ricezione da grandi distanze ed è munito di antenna telescopica. A tutti questi dati si deve aggiungere la grande sicurezza di funzionamento che ormai caratterizzano tutti i prodotti recanti il marchio G.B.C.

G.B.C

Prezzo di listino **L. 220.000**

"BONDED SCREEN„ TELEVISORE DA 23" - 114°
UT/123

8 CANALI ITALIANI
GRUPPO UHF INCORPORATO
CINESCOPIO A 114°
19 VALVOLE (34 Funzioni)
2 RADDRIZZATORI AL SILICIO
2 DIODI AL GERMANIO
FOTOCELLULA
ALTOPARLANTE ELLITTICO FRONTALE A LARGA BANDA
RIDOTTE DIMENSIONI D'INGOMBRO
MOBILE DI LUSSO

Ultimo della serie 1962 il televisore UT/123 esprime quanto di meglio la tecnica moderna può oggi offrire.

Di modernissima concezione ed altissima sensibilità, con controllo automatico dell'amplificatore, ha una fotocellula che regola automaticamente la luminosità ogni qualvolta questa varia nell'ambiente.

Lo schermo « Bonded screen » offre una panoramica visione anche a coloro che si trovano situati in posizioni laterali. I comandi a tasto semplificano le manovre ed il suono limpido e gradevole, dovuto all'impiego di un altoparlante ellittico, completa questo apparecchio che reca il marchio G.B.C. indice di qualità, garantita dal rigoroso collaudo di tutti i prodotti della nostra casa.

Prezzo di listino **L. 270.000**

VALVOLE RICEVENTI FIVRE

per MA / MF - TV

In queste pagine sono elencati tutti i tipi di valvole riceventi per MA/MF-TV sostituibili con i tipi FIVRE

Tipi Europei intercambiabili con Tipi FIVRE

Tipi Europei	Tipi FIVRE	Tipi Europei	Tipi FIVRE	Tipi Europei	Tipi FIVRE
B 36	12 SN 7 - GT	ECC 81	12 AT 7	HABC 80	19 AK 8
B 65	6 SN 7 - GT	ECC 82	12 AU 7	HBC 90	12 AT 6
B 152	12 AT 7	ECC 83	12 AX 7	HBC 91	12 AV 6
B 309	12 AT 7	ECC 85	6 AQ 8	HD 51	0 A 2
B 329	12 AU 7	ECC 88	6 DJ 8	HD 52	0 B 2
B 339	12 AX 7	ECC 189	6 ES 8	HF 93	12 BA 6
B 719	6 AQ 8	ECF 80	6 EA 8 *	HF 94	12 AU 6
D 2 M 9	6 AL 5	ECF 82	6 U 8	HK 90	12 BE 6
D 77	6 AL 5 *	ECF 86	6 HG 8	HL 92	50 C 5
D 152	6 AL 5	ECH 80	6 AJ 8 *	HM 04	6 BE 6
DAC 32	1 H 5 - GT *	ECH 81	6 AJ 8	HY 90	35 W 4
DAF 91	1 S 5	ECH 171	6 AJ 8 *	KT 32	25 L 6 - GT
DAF 92	1 U 5	ECL 82	6 BM 8	KT 63	6 F 6 - GT
DD 6	6 AL 5 *	ECL 84	6 DX 8	KT 66	6 L 6 - G *
DF 33	1 L 4 *	EF 39	6 K 7 - GT *	L 63	6 J 5 - GT *
DF 91	1 T 4	EF 80	6 BX 6	L 77	6 C 4
DF 92	1 L 4	EF 89	6 DA 6	M 8079	6 AL 5 *
DF 904	1 U 4	EF 93	6 BA 6	N 17	3 S 4
DH 77	6 AT 6	EF 94	6 AU 6	N 18	3 Q 4
DH 109	28 AK 8	EF 96	6 BA 6 *	N 19	3 V 4
DH 719	6 AK 8	EF 174	6 BX 6 *	N 709	6 BQ 5
DK 32	1 A 7 - GT	EF 183	6 EH 7	N 772	6 AQ 5
DK 91	1 R 5	EF 184	6 EJ 7	OM 4	6 Q 7 - GT *
DL 33	3 Q 5 - GT	EH 90	6 CS 6	OM 6	6 K 7 - GT *
DL 36	1 Q 5 - GT	EK 32	6 A 8 - GT *	PABC 80	9 AK 8
DL 92	354	EK 90	6 BE 6	PC 86	←
DL 93	3 A 4	EL 3 N	6 V 6 - GT *	PC 95	←
DL 94	3 V 4	EL 34	6 L 6 - G *	PCC 88	7 DJ 8
DL 95	3 Q 4	EL 35	6 L 6 - G *	PCC 189	7 ES 8
DL 192	3 S 4 *	EL 36	6 CM 5	PCF 80	9 EA 8 *
DL 193	3 V 4 *	EL 37	6 L 6 - G *	PCF 82	9 U 8
DS 77	6 AL 5 *	EL 80	6 BQ 5 *	PCF 86	7 HG 8
DY 30	1 B 3 - GT	EL 83	6 CK 6	PCL 82	16 A 8
DY 80	1 X 2 - B	EL 84	6 BQ 5	PCL 84	15 DQ 8
DY 86	1 S 2	EL 86	6 CW 5	PL 36	25 E 5
DY 87	1 S 2 A	EL 90	6 AQ 5	PL 83	15 A 6
EAA 91	6 AL 5	EL 171	6 BQ 5 *	PL 84	15 CW 5
EAA 171	6 AL 5 *	EL 183	←	PL 183	←
EABC 80	6 AK 8	EM 80	6 BR 5	PM 04	6 BA 6
EB 91	6 AL 5 *	EM 84	6 FG 6	PM 84	←
EBC 33	6 Q 7 - GT *	EY 86	6 S 2	PP 60	6 L 6 - G *
EBC 90	6 AT 6	EY 88	6 AL 3	PY 88	30 AE 3
EBC 91	6 AV 6	EZ 2	6 V 4 *	R 19	1 S 2 *
EBF 32	6 B 8 - GT *	EZ 35	6 X 5 - GT *	S 856	0 A 2
EC 86	←	EZ 80	6 V 4	S 860	0 B 2
EC 90	6 C 4	EZ 81	6 CA 4	STR 108/30	0 B 2
EC 92	6 AB 4	EZ 90	6 X 4	CTR 150/30	0 A 2
EC 95	6 ER 5	GZ 32	5 V 4 - G *	STV 108/30	0 B 2
ECC 35	6 SL 7 - GT *	GZ 34	5 U 4 - GB *	STV 150/30	0 A 2
ECC 40	6 N 7 - GT *	HAA 91	12 AL 5	U 41	1 B 3 - GT *

Tipi Europei	Tipi FIVRE	Tipi Europei	Tipi FIVRE	Tipi Europei	Tipi FIVRE
U 50	5 Y 3 - GT	VT 172	1 S 5	1 P 10	3 S 4
U 52	5 X 4 G	VT 173	1 T 4	1 P 11	3 V 4
U 70	6 X 5 - GT *	VT 174	3 S 4	1 R 6	1 X 2 - B
U 78	6 X 4	VT 180	6 K 7 - GT *	6 C 12	6 A J 8
U 147	6 X 5 - GT *	VT 194	6 Q 7 - GT *	6 D 2	6 AL 5 *
U 381	38 A 3	VT 195	5 U 4 - B *	6 L 12	6 AQ 8
UABC 80	28 AK 8	VT 196	6 V 6 - GT	6 LD 12	6 A K 8
UL 84	45 B 5	VT 197 A	5 Y 3 - GT	6 P 4	6 CB 6
UY 85	38 A 3	VT 201	25 L 6 - GT *	6 T 26	6 AQ 8 *
V 2 M 70	6 X 4	VT 201 C	25 L 6 - GT	6 TD 32	6 T 8 *
V 741	6 C 4	VT 231	6 SN 7 - GT	6 TD 33	6 T 8 *
VR 53	6 K 7 - GT *	VT 264	3 Q 4	6 TD 34	6 T 8 *
VR 55	6 Q 7 - GT *	W 17	1 T 4	6 TP 1	6 U 8
VR 56	6 A 8 - GT *	W 147	6 K 7 - GT *	10 P 10	45 B 5
VT 80	5 Y 3 - GT *	W 727	6 BA 6	12 DT 1	12 AT 6
VT 91	6 L 6 - G *	X 17	1 R 5	12 DT 2	12 AV 6 *
VT 92	6 Q 7 - GT *	X 63	6 A 8 - GT *	12 P 1	12 BA 6
VT 103	6 SQ 7 - GT *	X 77	6 BE 6	12 P 2	12 AU 6
VT 104	12 SQ 7-GT *	X 719	6 AJ 8	15 F 80	15 A 6
VT 107	6 V 6 - GT *	X 727	6 BE 6	16 TP 8	16 A 8 *
VT 117	6 SK 7-GT *	Z 152	6 BX 6	25 F 7	25 E 5
VT 126	6 X 5 - GT *	Z 719	6 BX 6	30 C 1	9 EA 8 *
VT 131	12 SK 7-GT *	ZD 17	1 S 5	35 F 4	35 B 5 *
VT 150	6 SA 7-GT *	1 F 2	1 L 4	35 R 1	35 W 4
VT 161	12 SA 7-GT *	1 F 3	1 T 4	35 R 2	35 X 4
VT 171	1 R 5	1 FD 9	1 S 5	50 F 2	50 B 5

Tipi FIVRE intercambiabili con Tipi Europei

Tipi FIVRE	Tipi Europei	Tipi FIVRE	Tipi Europei	Tipi FIVRE	Tipi Europei
0 A 2	STR 150/30	5 U 4 - GB	GZ 34 *	6 BK 7 - A	
0 B 2	STR 108/30	5 V 4 - G	GZ 32 *	6 BM 8	ECL 82
1 A 7 - GT	DK 32	5 Y 3 - G/GT	U 50	6 BN 8-G/GT	
1 B 3 - GT	DY 30	5 Y 3 - GR		6 BQ 5	EL 84
1 G 3 - GT		5 Y 4 - G		6 BQ 6 - GA	
1 H 5 - GT	DAC 32	5 X 4 - G	U 52	6 BQ 6 - GT	
1 L 4	DF 92	5 Z 3		6 BR 5	EM 80
1 LD 5		6 A 6		6 BX 6	EF 80
1 N 5 - GT		6 A 7		6 BX 7 - GT	
1 Q 5 - GT	DL 36	6 A 8 - G/GT	ECF 80 *	6 BZ 6	
1 R 5	DK 91	6 AB 4		6 C 4	EC 90
1 S 2	DY 86	6 AF 4 - A		6 CA 4	EZ 81
1 S 5	DAF 91	6 AJ 8	ECH 81	6 C 5 - G	
1 T 4	DF 91	6 AK 8	EABC 80	6 C 6	
1 U 4	DF 904	6 AL 3	EY 88	6 CB 6	6 P 4
1 U 5	DAF 92	6 AL 5	EAA 91	6 CG 7	
1 X 2 - B	DY 80	6 AM 8		6 CG 8 - A	ECF 86
2 A 3		6 AQ 5	EL 90	6 CL 6	
2 A 5		6 AQ 8	ECC 85	6 CK 6	EL 83
2 A 6		6 AT 6	EBC 90	6 CM 5	EL 36
2 A 7		6 AU 6	EF 94	6 CS 6	EH 90
2 B 7		6 AU 8		6 CS 7	
3 A 4	DL 93	6 AV 5 - GT		6 CW 5	EL 86
3 D 6		6 AV 6	EBC 91	6 D 6	
3 Q 4	DL 95	6 AW 5 - GT		6 D 8 - G/GT	
3 Q 5 - GT	DL 33	6 AX 4 - GT		6 DA 6	EF 89
3 S 4	DL 92	6 AX 4 - GTB		6 DJ 8	ECC 88
3 V 4	DL 94	6 AX 5 - GT		6 DQ 6 - A	
5 AS 4 - A		6 B 6 - G		6 DQ 6 - B	
		6 B 7		6 DR 7	
5 R 4 - GY		6 B 8 - G/GT	EBF 32 *	6 DT.6	
5 U 4 - G		6 BA 6	EF 93	6 DX 8	ECL 84
5 U 4 - GA		6 BE 6	EK 90	6 E 5	

Tipi FIVRE	Tipi Europei	Tipi FIVRE	Tipi Europei	Tipi FIVRE	Tipi Europei
6 EA 7-G/GT		6 V 4	EZ 80	15 CW 5	PL 84
6 EA 8	ECF 80 *	6 V 6-G/GT	VT 196 *	15 DQ 8	PCL 84
6 EB 8		6 W 4-GT		16 A 8	PCL 82
6 EH 7	EF 183	6 W 6-GT		17 L 6-GT	
6 EJ 7	EF 184	6 W 7-G/GT		17 QL 6	
6 EM 5		6 X 4	EZ 90	19 AK 8	HABC 80
6 ER 5	EC 95	6 X 5-GT	EZ 35 *	19 BK 7-A	
6 ES 8	ECC 189	7 DJ 8	PCC 88	19 T 8	
6 EW 6		7 ES 8	PCC 189	25 A 6-G	
6 F 6-G/GT	KT 63	7 HG 8	PCF 86	25 AV 5-GT	
6 F 7		9 AK 8	PABC 80	25 AX 4-GT	
6 FG 6	EM 84	9 AQ 5		25 BQ 6-GA	
6 FX 4		9 BK 7-A		25 BQ 6-GT	
6 G 5		9 EA 8		25 E 5	PL 36
6 H 6-G/GT		9 T 8		25 L 6-GT	VT 201-C
6 HG 8	ECF 86	9 U 8	PCF 82	25 W 4-GT	
6 J 5-GT	L 63 *	12 A 6-GT		25 Z 5	
6 J 7-G/GT		12 A 8-GT		25 Z 6-G/GT	
6 K 6-G/GT		12 AJ 8	HCH 81	28 AK 8	UABC 80
6 K 7-G/GT	VT 180 *	12 AL 5	HAA 91	30 AE 3	PY 88
6 K 8-G		12 AT 6	HBC 90	35 B 5	35 F 4 *
6 L 6-G	KT 66 *	12 AT 7	ECC 81	35 L 6-GT	
6 L 7-GT		12 AU 6	HF 94	35 QL 6	
6 N 7-G/GT	ECC 40 *	12 AU 7	ECC 82	35 W 4	HY 90
6 NK 7-GT		12 AU 8		35 X 4	35 R 2
6 P 7-G		12 AV 6	HBC 91	35 Z 4-GT	
6 QL 6		12 AX 7	ECC 83	35 Z 5-GT	U 74
6 Q 7-G/GT	VT 194 *	12 BA 6	HF 93	38 A 3	UY 85
6 R		12 BE 6	HK 90	42	
6 RV		12 BH 7		45	
6 S 2	EY 86	12 C 8		45 B 5	U L 84
6 S 7-G/GT		12 EA 7-GT		50 B 5	50 F 2
6 SA 7-GT	VT 150 *	12 J 5-GT		50 C 5	HL 92
6 SJ 7-GT		12 J 7-GT		50 L 6-GT	
6 SK 7-GT	VT 117 *	12 K 7-GT		57	
6 SL 7-GT	ECC 35 *	12 Q 7-GT		75	
6 SN 7-GT	VT 231	12 SA 7-GT	VT 161 *	78	
6 SN 7-GTA		12 SJ 7-GT		80	
6 SQ 7-GT	VT 103 *	12 SK 7-GT	VT 131 *	83	
6 T 7-G/GT		12 SL 7-GT		807	
6 T 8	6 TD 34 *	12 SN 7-GT	B 36	1620-GT	
6 TE 8-GT		12 SN 7-GTA			
6 TE 9		12 SQ 7-GT	VT 104 *		
6 U 7 G		12 TE 8-GT			
6 U 8	ECF 82	12 TE 9			
		13 CL 6			
		15 A 6	PL 83		

Nota: I tipi contrassegnati con l'asterisco (*) non sono direttamente intercambiabili; la loro sostituzione è possibile apportando lievi modifiche.

A/464

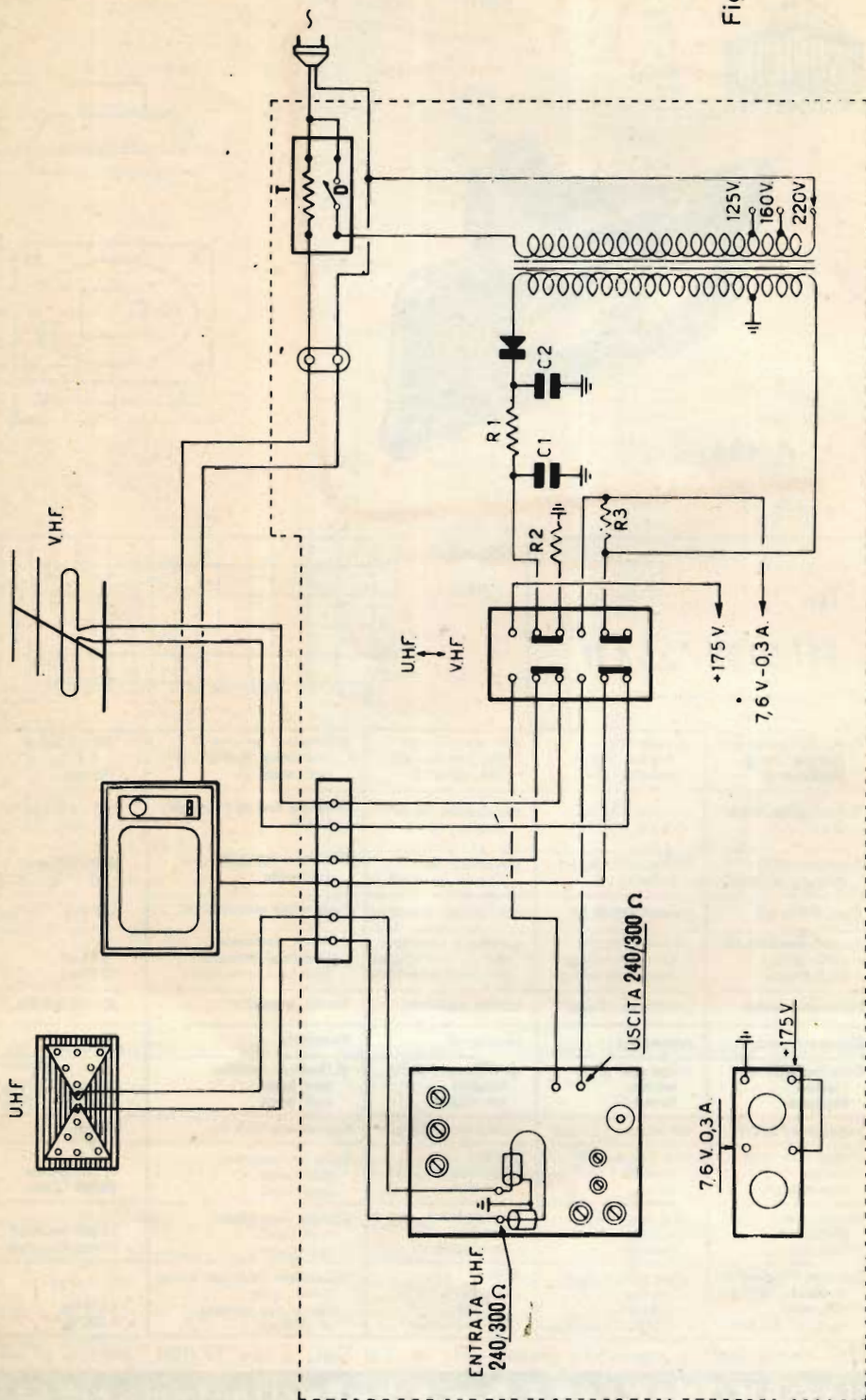
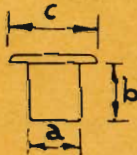
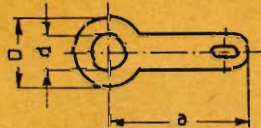
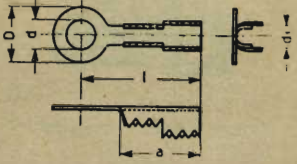
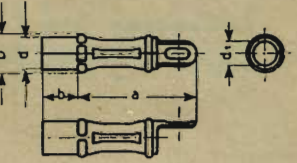
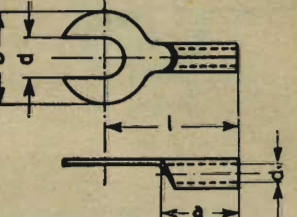
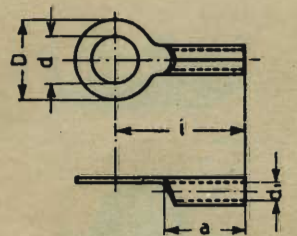
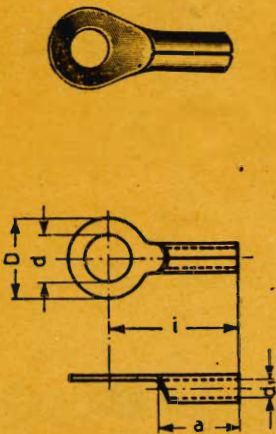
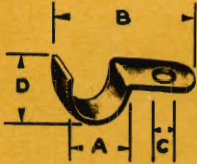
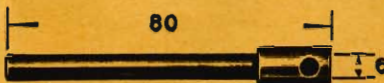
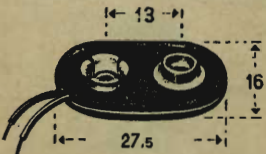
Typ

PH 2132/25/11

Korb-Abmessungen Tiefton (h x g) Hochton ∅	chassis size woofer (h x g) tweeter ∅	dim. extérieures ton bas (h x g) ton élevé ∅	Dimensioni esterne toni bassi (h x g) toni acuti ∅	320 x 210 mm ($12^{19}/_{32}$ x $8^{17}/_{64}$") 100 mm ($3^{15}/_{16}$")
Befestigungslöcher (k x i)	mounting holes (k x i)	dimensions de la fixation (k x i)	Distanza fori di fissaggio (k x i)	270 x 160 mm ($10^{5}/_{8}$ x $6^{19}/_{64}$")
Schallaustritts-öffnung (c) (oval)	baffle opening (c) (elliptic)	ouverture de l'écran (c) (ovale)	Apertura (C) dell'ovale sul baffle	302 x 192 mm ($11^{57}/_{64}$ x $7^{9}/_{16}$")
Max. Höhe (d)	overall depth (d)	profondeur totale (d)	Profondità massima (d)	139 mm ($5^{15}/_{32}$")
Nennbelastbarkeit nach DIN, USA-Norm	power capacity German rating American rating	puissance nominale standard allemand standard américain	Potenza nominale: Standard tedesco Standard americano	8 Watt 10 Watt
Frequenzbereich	frequency range	bande passante	Banda passante	50—16 000 Hz
Eigenresonanz	resonance	résonance	Risonanza	60 Hz
Schwingspule ∅ Tiefton Hochton	voice coil ∅ woofer tweeter	∅ bobine mobile ton bas ton élevé	∅ bobina mobile: toni bassi toni acuti	25 mm ($^{63}/_{64}$") 13,5 mm ($^{34}/_{64}$")
Impedanz / 800 Hz	impedance / 800 cps	impédance / 800 p/s	Impedenze/800 Hz	4 Ohm
Magn. Induktion Tiefton Hochton	gap flux density woofer tweeter	champs ton bas ton élevé	Induz. magnetica: toni bassi toni acuti	11 000 Gauss 10 000 Gauss
Magn. Fluß Tiefton Hochton	total gap flux woofer tweeter	champs total ton bas ton élevé	Campo magnetico: toni bassi toni acuti	54 000 Maxwell 11 000 Maxwell
Gewicht ohne Trafo, m. elektr. Weiche reinnetto netto m. Karton	weight without transf., with filter pure net net with cardboard box	poids sans transfo., avec filtre net réel net avec carton	Peso senza trasf. con filtro: Netto reale Netto con scatola di cartone	1,850 kg 2,300 kg

Questo altoparlante è reperibile presso tutte le sedi GBC a Lire 17.800 - prezzo di listino -

ISOPHON-WERKE G. m. b. H., Berlin-Tempelhof

Dr.-Nr. 42/18358

MONTAGGIO DI UN CONVERTITORE UHF-VHF M/360-362

Tutti i prezzi dell'Estratto dal Catalogo Illustrato GBC sono di listino e quindi soggetti a sconto d'uso

Articolo		Prezzo listino
G/1	**Grani** per manopole mm 4 x 5,5 %	600
G/2	**Grani** per manopole mm 3 x 5,5 %	410
G/19	**Viti** T.C mm 4 x 10 in ferro sbiancato	200
G/20	**Viti** T.C mm 4 x 15 in ferro sbiancato	220
G/21	**Viti** T.C mm 3 x 6 in ferro sbiancato	150
G/22	**Viti** T.C mm 3 x 8 in ferro sbiancato	150
G/23	**Viti** T.C mm 3 x 10 in ferro sbiancato	150
G/24	**Viti** T.C mm 3 x 12 in ferro sbiancato	150
G/25	**Viti** T.C mm 3 x 15 in ferro sbiancato	170
G/26	**Viti** T.C mm 2 x 6 in ottone tornito	500
G/27	**Viti** T.C mm 2 x 8 in ottone tornito	600
G/28	**Viti** T.C mm 2 x 10 in ottone tornito	600
G/29	**Viti** T.C mm 2 x 12 in ottone tornito	600
G/39	**Dado** 4 Ma in ferro sbiancato	180
G/41	**Dado** 3 Ma in ferro sbiancato	170
G/44	**Dado** 2 Ma in ottone tornito	400

Grani, viti, dadi e terminali sono confezionati in sacchetti da 100 pezzi e venduti solamente in tale confezione. I prezzi si intendono al 100.

listino Prezzo		Articolo
	Viti autofilettanti di acciaio speciale - nichelate.	
400	4P - mm 2,9 x 6,35 H	G/61
400	4P - mm 2,9 x 9,52 H	G/62
400	4P - mm 2,9 x 12,7 H	G/63
400	6P - mm 3,5 x 6,35 H	G/64
400	6P - mm 3,5 x 9,52 H	G/65
400	6P - mm 3,5 x 12,7 H	G/66
400	8P - mm 4,2 x 9,52 H	G/67
400	8P - mm 4,2 x 12,7 H	G/68
	I prezzi si intendono al 100	
	Viti e dadi si vendono **solo** in bustine da 100 pezzi.	

Occhielli unificati in ottone dimens. in mm

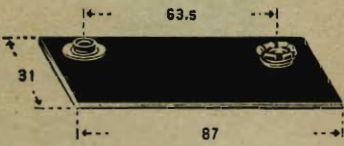
Prezzo	a	b	c	Articolo
98	1,5	2	2,5	G/91
172	2,2	8	3,7	G/92
148	3	5	5	G/93
170	4	5	6	G/94

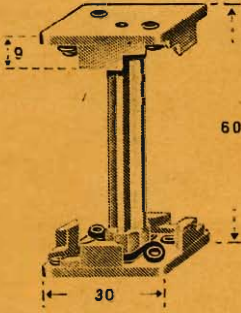
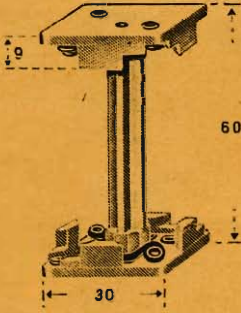
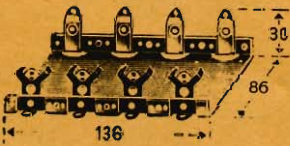
al %

c b a

Terminali semplici in ottone sbiancato dimens. in mm

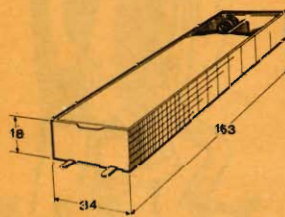
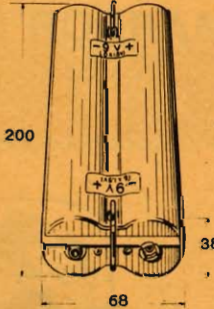
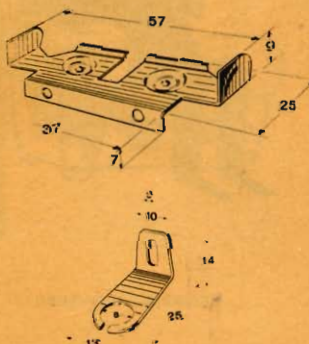
Prezzo	a	d	D	Articolo
80	9,3	3,2	6	G/102
94	9,3	4,2	6	G/102-1
114	12,5	3,1	6	G/102-2
110	12,7	4	5,9	G/102-3
150	12	6	10	G/103

al %

D d a

	Articolo		Prezzo listino
		Terminali doppi in ottone sbiancato dimens. in mm	
		a d D	
	G/104	19 3,1 6	**120**
		al %	
		Terminali semplici ad occhiello ottone sbiancato - dimens. in mm	
		a d Ø D c	
	G/104-1	8,8 2,3 5,4 3,2	**124**
	G/104-2	11,3 3,2 5,4 3,7	**144**
		al %	
		Terminali doppi ad occhiello - ottone - dimens. in mm	
		a d Ø D c	
	G/105	19 2,5 5,5 3,7	**150**
		al %	
		Terminali doppi in ottone sbiancato dimens. in mm	
		a d D	
	G/106	9 3,2 7	**170**
		al %	
		Isolatore passante parte isolante in plexiglas dimens. in mm	
		a d D	
	G/107	23,5 5 7,8	**20**

Prezzo listino		Articolo
	Capicorda in ottone dimens. in mm	
	d d_1 Ø a D l	
350	4,1 3 11 8,2 17	**G/111**
	al %	
	Prese di contatto in ottone sbiancato dimens. in mm	
	d D d_1 a b	
386	4 4,8 2,9 15,2 4,3	**G/114**
	al %	
	Capicorda a forcella in ottone dimens. in mm	
	d d_1 Ø a D l	
220	3,1 1,4 6,2 6,5 11,5	**G/116**
420	4,1 1,4 7,5 9 13,9	**G/117**
600	5,1 3 10 12,1 17,5	**G/118**
	al %	
	Capicorda in ottone sbiancato dimens. in mm	
	d d_1 Ø a D l	
210	3 1,4 6,7 7 11,8	**G/122**
280	4 1,3 7,3 9 13,3	**G/123**
540	5,2 3,1 9 12,2 17,6	**G/124**
	al %	

Articolo						Prezzo listino
	Capicorda in ottone « **Roka** » dimens. in mm					
	d	d_1 ∅	a	D	l	
G/141	2,6	1,3	6	5,5	11	**6**
G/142	3	1,5	6	6	12	**6**
G/143	3,5	1,8	6	8	13,5	**6**
G/144	4	2,3	7	10	17,5	**8**
G/145	4	3	9	10	19	**12**
G/146	5	3,6	11,5	12	22	**20**
G/147	6	4,5	13,5	14	27	**32**
G/148	6	5,5	15	16	29	**50**

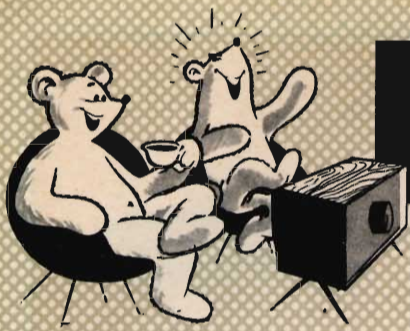
Articolo					Prezzo listino
	Ferma cordone in ferro nichelato dimens. in mm				
	A	B	C	D	
G/161	5	23	3	6	**4**
G/162	7	19	3	8,5	**6**
G/163	9	20,5	3	6,5	**8**

Articolo		Prezzo listino
G/165	**Aletta** di raffreddamento per transistor tipo OC 72	**30**
G/171	**Terminale** per filo d'antenna o di massa	**8**
G/191	**Anello** blocca potenziometri in metallo nichelato. Ediswan CL 1	**78**

Prezzo listino		Articolo	
110	**Bussola** con dado per bloccaggio perni potenziometri. Filetto 10 Ma	G/195	
14	**Morsetto** serrafilo a vite	G/197	8 3 5
36	**Perno** prolungamento completo di manicotto in ottone nichelato	G/201	65 6
42	**Perno** prolungamento completo di manicotto in ottone nichelato	G/202	80 6
	Perni prolungamento in ottone nichelato		L 6
20	∅ mm 6 - lungh. mm 40	G/205	
24	∅ mm 6 - lungh. mm 50	G/206	
28	∅ mm 6 - lungh. mm 60	G/207	
38	∅ mm 6 - lungh. mm 80	G/208	
42	∅ mm 6 - lungh. mm 100	G/209	
26	**Manicotto** in ottone nichelato	G/211	20 10 6
24	**Bussola** di riduzione per l'impiego su potenziometri con perno da mm 4	G/213	4 6

	Articolo		Prezzo listino
	G/216	**Squadretta** d'angolo un foro filettato 3 Ma e un foro passante Ø mm 4	4
	G/231	**Gommino** in para per sospensione variabili - mm 10 x 7	4
	G/232	**Gommini** in para per sospensione variabili - mm 12 x 8	6
	G/236	**Gommino** in para per passacavo Ø esterno mm 10 - Ø interno mm. 4	4
	G/237	**Gommino** in para per passacavo Ø esterno mm 14 - Ø interno mm. 6	6
	G/262	**Terminale** anticorona per trasformatore EAT Ø mm. 7,9 Ediswan ACT 30	30
39	G/271	**Presa** polarizzata per pile 67,5 V	70
13 16 27,5	G/272	**Presa** polarizzata per pile	126

Prezzo listino		Articolo
78	**Presa** polarizzata per pile	G/273
80	**Presa** polarizzata per pile	G/274
166	**Spinotto** a 3 piedini Indicato per prese fissate sulle batterie da 45 V. Spinotti Ø mm 3,17	G/274-1
18	**Clips automatici maschio,** con sistema di bloccaggio a rivetto, usato per attacchi delle batterie. Dimensioni: Ø 11 mm al %	G/275
10	**Clips automatici femmina,** con sistema di bloccaggio a rivetto, usato per attacchi delle batterie. Dimensioni: Ø 12 mm al %	G/276
14	**Clips automatici maschio,** con sistema di bloccaggio a rivetto, usato per attacchi delle batterie. Dimensioni: Ø 12 mm al %	G/278
14	**Clips automatici femmina,** con sistema di bloccaggio a rivetto, usato per attacchi delle batterie. Dimensioni: Ø 10 mm al %	G/279

	Articolo		Prezzo listino
	G/279-8	**Porta batteria** con accoppiatore in polistirene antiurto Uscite: 0 + 4,5 + 9 V Terminali saldati con 3 conduttori lunghi cm. 20 Serve per batterie tipo I/705 - I/310 - I/436	**260**
	G/280	**Porta batteria** con accoppiatore in polistirene antiurto Uscite: 0 + 9 V Terminali saldati con 2 conduttori lunghi cm. 20 Serve per batterie tipo I/705 - I/310 - I/436	**260**
	G/280-1	**Supporto** porta batteria in polistirene Serve per 4 pile I/701 - I/301 - I/402 aventi dimensioni di mm. 14 x 50,5 da montare in serie	**700**
	G/280-2	**Supporto** porta batterie Serve per 4 pile I/407 - I/305 aventi dimensioni di mm. 33,5 x 61	**900**
	G/280-3	**Supporto** porta batterie Serve per 6 pile tipo I/407 - I/305 aventi dimensioni di mm. 33,5 x 61	**1200**

Prezzo listino		Articolo	
700	**Scatola** porta batterie in polistirene con coperchio Serve per 6 pile tipo I/407 - 1/305 aventi dimensioni di mm. 33,5 x 61 da montare in serie	**G/280-5**	
660	**Scatola** porta batterie in polistirene con coperchio Serve per 6 pile tipo I/701 I/301 I/402 da montare in serie aventi dimensioni di mm. 14 x 50,5	**G/280-6**	
1250	**Scatola** porta batterie con coperchio Serve per 6 pile tipo I/407 - I/305 aventi dimensioni di mm. 33,5 x 61 da montare in serie	**G/280-7**	
42	**Piastrine** porta batterie serve per 2 pile I/311 aventi dimensioni di mm. 30 x 30 x 58 la coppia	**G/287**	

Video Risate

LA TV DEI RAGAZZI

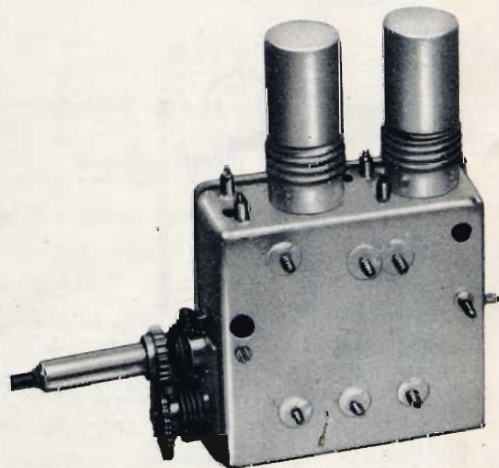
I GIALLI DI HITCHCOCK

ARTE E MAGIA DELLA CUCINA

GIARDINO D'INVERNO

LETTURE PER TUTTI

GRUPPO SINTONIZZATORE UHF "FAMILY"

PER LA RICEZIONE DEL II° PROGRAMMA

GRUPPO SINTONIZZATORE UHF "FAMILY"

Per la ricezione del II° Programma

Per ricevere il « Secondo Programma si rende necessario, sui nuovi ed i vecchi apparecchi, l'inserzione in circuito di un gruppo sintonizzatore atto a ridurre la frequenza dell'onda in arrivo in un'altra di valore uguale a quella della media frequenza (F.I.) della catena video.

L'organizzazione G. B. C., sempre all'avanguardia nella realizzazione delle novità TV, ha appositamente studiato, e realizzato, una serie di gruppi sintonizzatori denominati « FAMILY » che mette ora a disposizione della sua affezionata clientela.

Per soddisfare tutte le esigenze, questi gruppi sono stati realizzati con uscita induttiva, o capacitiva, e con valori di F.I. di 38 MHz e 43 MHz (v. fig. 1).

Naturalmente col gruppo vengono forniti anche i componenti meccanici necessari al suo montaggio.

La serie dei gruppi « FAMILY » comprende i seguenti tipi:

— N. di Catalogo **M/390** - A 2 valvole, F.I.: 43 MHz - uscita induttiva;

— N. di Catalogo **M/390-1** - A 2 valvole, F.I.: 43 MHz - uscita induttiva, più: supporto, manopole, mascherina, viti di fissaggio **per il montaggio su televisori di tipo nuovo predisposti per UHF.**

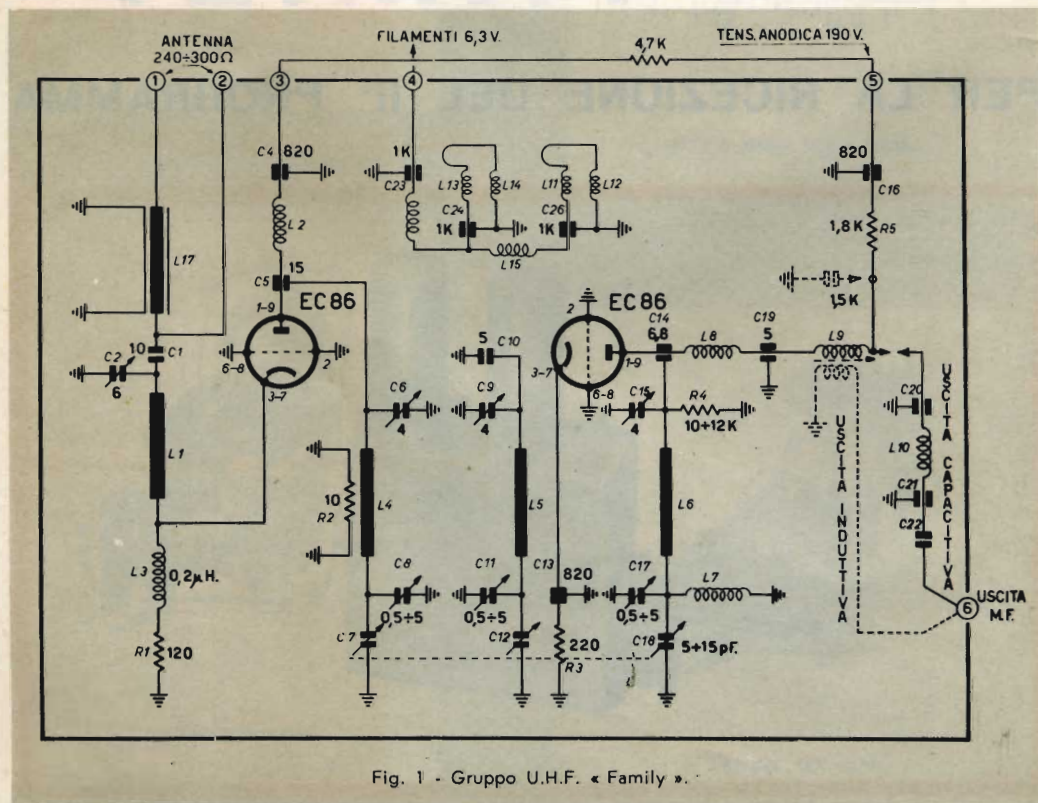



Fig. 1 - Gruppo U.H.F. « Family ».

— N. di Catologo **M/390-2** - A 2 valvole, F.I.: 43 MHz - uscita induttiva, più: supporto, manopole, mascherina, tastiera, viti di fissaggio, **atto ad essere montato su televisori per VHF di vecchio tipo, non predisposti per UHF.**

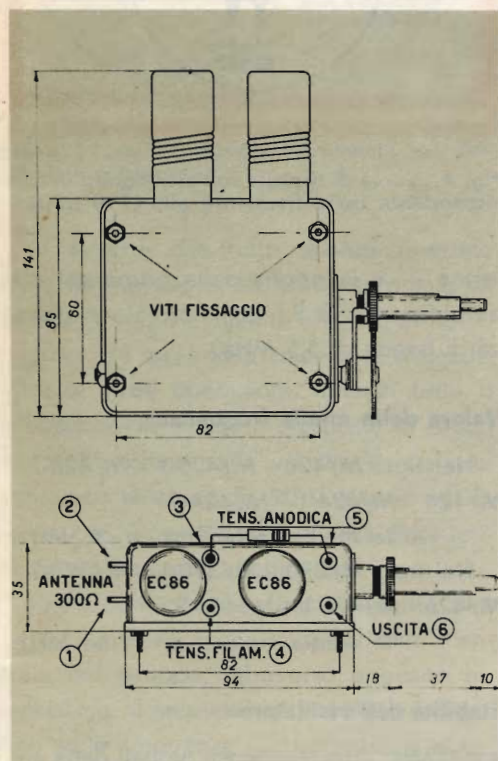



Fig. 2 - Dimensioni d'ingombro del gruppo U.H.F. M 390.

— N. di Catalogo **M/420** - A 2 valvole, F.I.: 38 MHz - uscita induttiva.

— N. di Catalogo M/420-1 - A 2 valvole, F.I.: 38 MHz - uscita induttiva, più: supporto, manopole, mascherina, viti di fissaggio **per il montaggio su televisori di tipo nuovo predisposti per UHF.**

— N. di Catalogo **M/420-2** - A 2 valvole, F.I.: 38 MHz - uscita induttiva, più: supporto, manopole, mascherina, tastiera, viti di fissaggio, **atto ad essere montato su televisori per VHF, di vecchio tipo non predisposti per UHF.**

— N. di Catalogo **M/424** - A 2 valvole, F.I.: 38 MHz - uscita capacitiva.

— N. di Catalogo **M/424-1** - A 2 valvole, F.I.: 38 MHz - uscita capacitiva, più: supporto, manopole, mascherina, viti di fissaggio **per il montaggio su televisori di tipo nuovo predisposti per UHF.**

— N. di Catalogo **M/424-2** - A 2 valvole, F.I.: 38 MHz - uscita capacitiva, più: supporto, manopole, mascherina, tastiera, viti di fissaggio, **atto ad essere montato su televisori per VHF, di vecchio tipo, non predisposti per UHF.**

— N. di Catalogo **M/426** - A 2 valvole, F.I.: 43 MHz - uscita capacitiva.

— N. di Catalogo **M/426-1** - A 2 valvole, F.I.: 43 MHz - uscita capacitiva, più: supporto, manopole, mascherina, viti di fissaggio **per il montaggio su televisori di tipo nuovo predisposti per UHF.**

— N. di Catalogo **M/426-2** - A 2 valvole, F.I.: 43 MHz - uscita capacitiva, più: supporto, manopole, mascherina, tastiera, viti di fissaggio, **atto ad essere montato su televisori per VHF, di vecchio tipo, non predisposti per UHF.**

Circuito elettrico

Il gruppo UHF è stato realizzato con due valvole « frame grid » del tipo EC 86 di cui la prima usata come amplificatrice ad alta frequenza, e la seconda come oscillatrice-mescolatrice.

Il segnale a radio-frequenza presente sull'antenna, v. fig. 1, viene applicato attraverso un circuito bilanciatore ed un filtro a π, al catodo della prima valvola che, per la sua particolare funzione, è caratterizzata dalla griglia a massa.

Il segnale viene quindi portato al catodo della seconda EC 86, attraverso un filtro di banda costituito da due linee simmetriche, accordate a $\lambda/2$.

Dall'anodo della convertitrice, il segnale di media frequenza raggiunge, attraverso

un filtro passa basso, un circuito a bassa impedenza che ne permette l'accoppiamento induttivo o capacitivo con il canale di media frequenza, mediante un cavetto schermato che limita al massimo sia l'irradiazione che effetti di innesco.

PRINCIPALI CARATTERISTICHE TECNICHE

Valvole

— EC 86/1 - Tensione anodica: 150 V; tolleranza — 0, + 20 V; Corrente anodica: 10 mA.

— EC 86/2 - Tensione anodica: 190 V; tolleranza ± 10 V; Corrente anodica: 10 mA.

Filamenti:

6,3 V - 0,4 A.

Gamma ricevibile:

da 470 MHz (— 5, + 0) fino a 790 ± 10 MHz con esplorazione continua e demoltiplica a rotismi.

Entrata:

simmetrica, impedenza 240 ÷ 300 Ω.

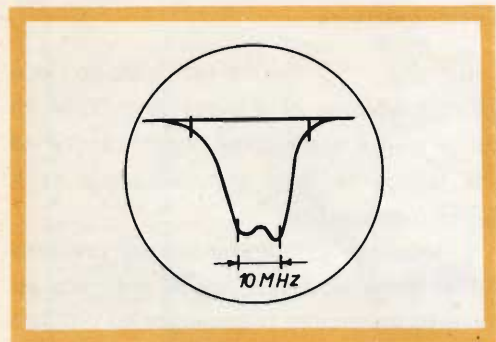



Fig. 3 - Curva di risposta sull'oscillografo in corrispondenza delle frequenze basse (465 MHz).

Rumore:

F = 20 + kT, cioè N = 13 ÷ 15 dB.

Amplificazione a 600 MHz:

in tensione = 12; in potenza = 43.

(Misurata fra l'entrata — morsetto d'antenna — e la griglia della prima valvola amplificatrice di F.I. con normale larghezza di banda di 5,5 MHz).

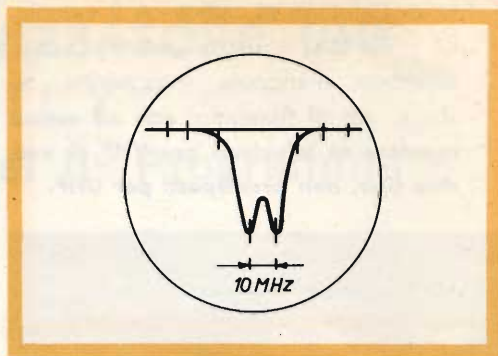



Fig. 4 - Curva di risposta sull'oscillografo in corrispondenza delle frequenze alte (790 MHz).

Valore della media frequenza:

Nei tipi: M/420 - M/420-1 - M/420-2 - M/424 - M/424-1 - M/424-2:
la media frequenza = 38 MHz.

Nei tipi: M/390 - M/390-1 - M/390-2 - M/426 - M/426-1 - M/426-2:
la media frequenza = 43 MHz.

Stabilità dell'oscillatore:

a 600 MHz (per variazioni globali della alimentazione non superiori al ± 10 %):
≤ 200 KHz;

per deriva termica, a 60' dall'accensione e con contemporaneo aumento della temperatura di 25° C: ± 300 kHz.

Radiazione:

misurata a 3 m. secondo le norme I.E.C.:
a 600 MHz = ≤ 1000 μV/m.

Allineamento del gruppo

Il gruppo viene scrupolosamente tarato in laboratorio: si consiglia quindi, per il suo allineamento, la sola regolazione dell'uscita.

Nel caso invece di avaria si riportano, per il tecnico, le norme per il suo controllo e taratura.

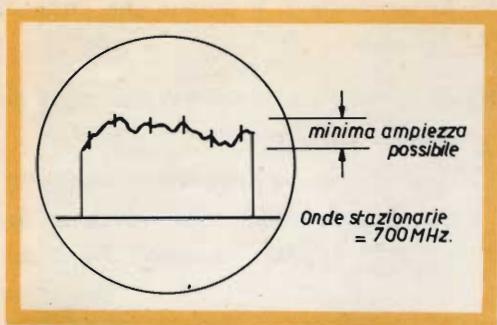
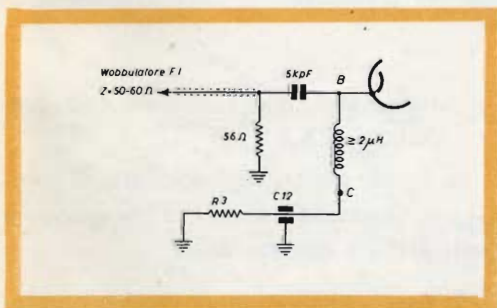



Fig. 5 - Curva oscillografica del controllo del coefficiente di riflessione.

Si avverte che tutto quanto riportato nelle norme stesse, ha riferimento solo ed esclusivamente al circuito elettrico di fig. 1.

Tutto ciò premesso passiamo a descrivere le varie operazioni. Innanzi tutto il gruppo dovrà essere predisposto in modo che sull'anodica della valvola V_1 sia presente una tensione di 190 V mentre per la valvola V_2 il conduttore che reca detta tensione va staccato (anodica zero).

Per il controllo del funzionamento dell'alta frequenza, si applica ai morsetti d'entrata del gruppo, attraverso apposito bilanciatore, il segnale del vobulatore regolato sulla frequenza corrispondente al canale che si vuole ricevere e, collegando un oscillografo tra il + 190 V dell'oscillatrice (V_2) e la massa, osservare che la curva di risposta alle frequenze alte e a quelle basse della gamma ricevibile corrisponda a quella indicata nelle fig. 3 e 4.

Per controllare il coefficiente di riflessione del gruppo si usa, al solito, il vobulatore regolato su 700 MHz, il bilanciatore del gruppo e la linea di discesa a 300 Ω.

Il rapporto di onde stazionarie, v. fig. 5 dovrà risultare inferiore a 2.

I segnali del marker, nelle figg. 3, 4 e 5 si intendono intervallati di 10 MHz.

Si controlli poi la curva di risposta con variabile tutto chiuso, frequenza d'entrata Fo = 465 MHz, a marker inserito. Agendo sui Trimmer C6-C9 si dovrà ottenere per il massimo d'ampiezza, una banda di larghezza non inferiore a 8 ÷ 10 MHz.

Analogamente, con variabile tutto aperto, frequenza d'entrata Fo = 790 MHz, si dovrà ottenere lo stesso risultato di cui sopra, agendo sui Trimmer C8-C11.

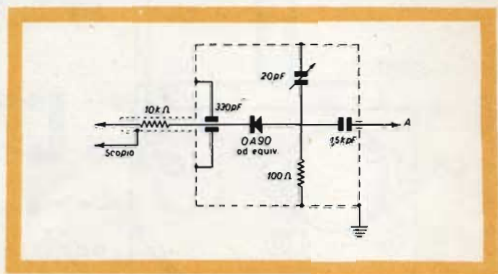



Fig. 7

Controllando col marker la frequenza dell'oscillatore, questa dovrà risultare superiore a quella d'ingresso del segnale.

La regolazione si otterrà agendo sul Trimmer C15 per le frequenze più basse, e su quello C17 per le frequenze più alte.

Per il controllo del circuito d'uscita, il segnale modulato al valore della media frequenza viene trasmesso capacitativamente al catodo della valvola V_2 secondo lo schema fig. 6.

Fig. 6

Si regoli la bobina « La » fino ad ottenere la miglior curva risultante.

La sonda da impiegare è quella il cui schema è riportato in fig. 7.

Esempi di montaggio

1° Caso - Apparecchi di vecchio tipo costruiti per ricevere solo programmi VHF (primo programma).

Materiale occorrente: Un gruppo UHF con uscita a frequenza pari a quella del telaio video ed una tastiera (fig. 8) a due vie.

La trasformazione si realizza collegando alla tastiera:

1) Al terminale 1, l'uscita del gruppo VHF

5) Al terminale 5, il cavetto che porta il + 250 V.

6) Al terminale 6, il cavetto che porta al gruppo VHF, l'anodica (+ 250 V)

7) Il montaggio va completato connettendo tra loro, tramite una resistenza da 4,7 kΩ - 1/2 W, i terminali 3 e 5 del

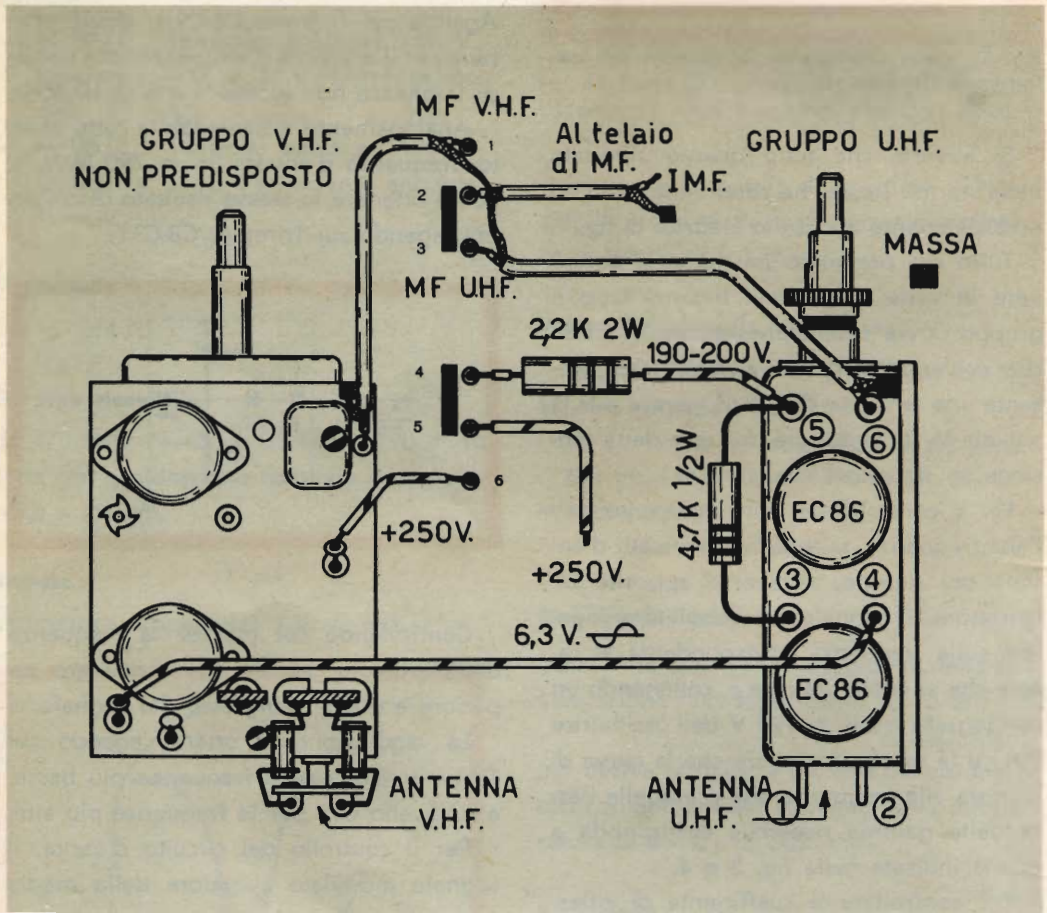



Fig. 8 - Connessioni del gruppo UHF al televisore.

2) Al terminale 2, il cavetto che fa capo all'ingresso del telaio video I° F.I.

3) Al terminale 3, l'uscita del gruppo UHF

4) Al terminale 4, tramite una resistenza che ne abbassi la tensione a 200 V.

gruppo UHF, e al terminale 4 di quest'ultimo, il 6,3 V.

La fig. 9, mostra in particolare, il montaggio meccanico ed elettrico del gruppo e della tastiera sul televisore.

2° Caso - Apparecchi, di vecchio tipo costruiti per ricevere il primo programma

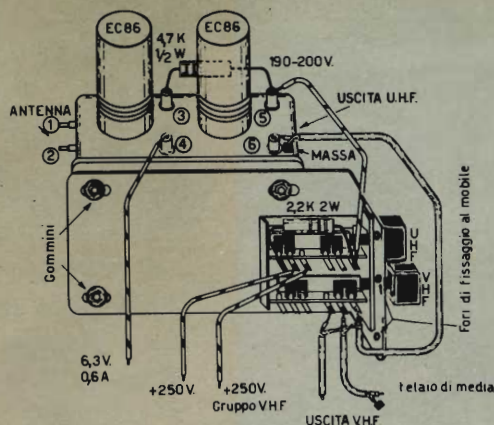



Fig. 11 - Connessioni del gruppo UHF al televisore

(VHF), ma predisposti per la ricezione del secondo programma (UHF).

Basta aggiungere il gruppo UHF adatto connettendo, V. fig. 11:

1) Tra loro: i terminali 3 con quello 5, tramite una resistenza da 4,7 kΩ - 1/2 W.

2) Al terminale 4, il 6,3 V.

3) Al terminale 5 l'anodica abbassata per mezzo di opportune resistenze a 190 ÷ ÷ 200 V.

4) Al terminale 6 il cavetto schermato che porta il segnale UHF convertito a F.I.

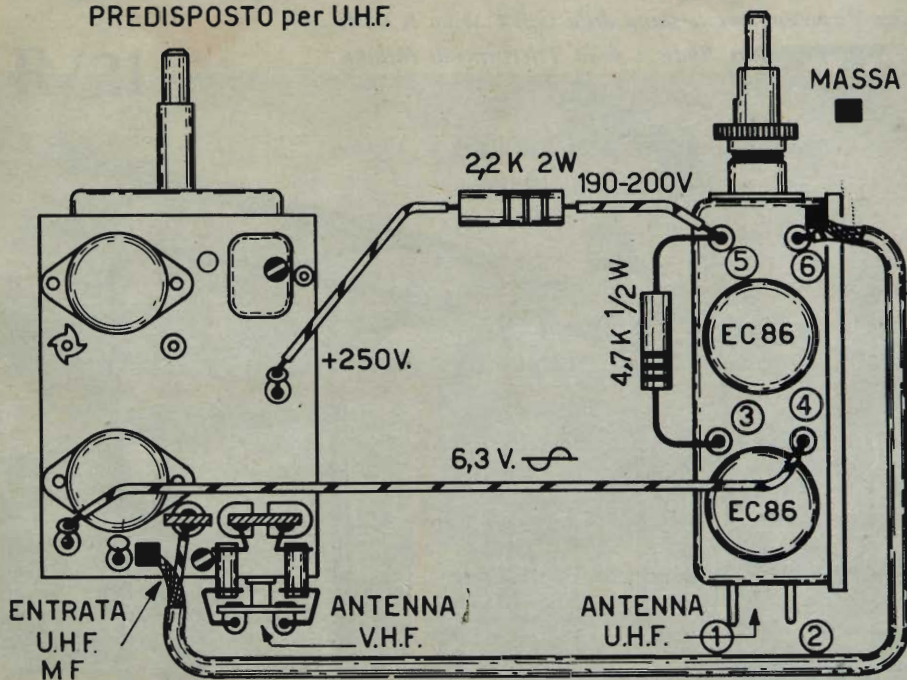



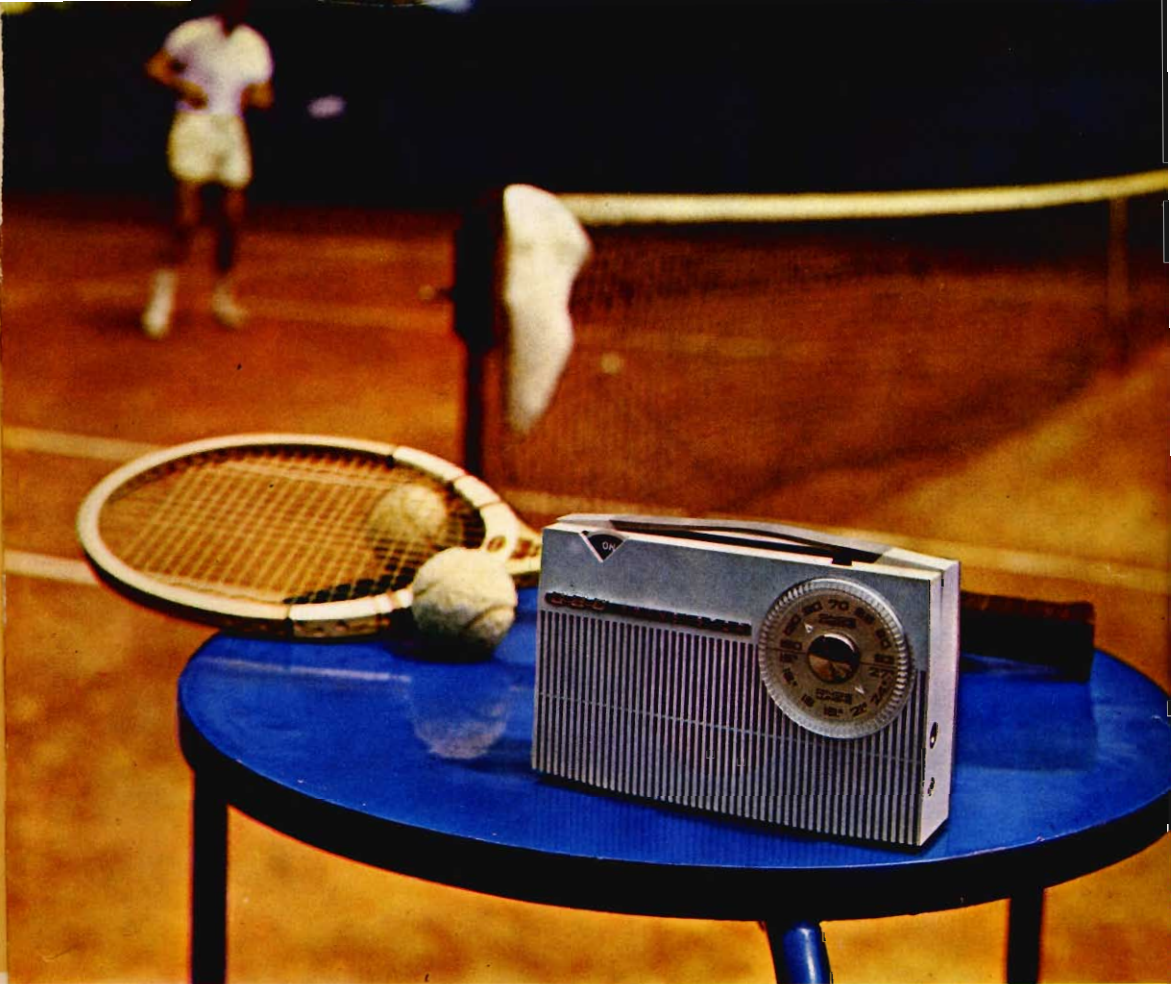
Fig. 10 - Montaggio del gruppo e della testina del televisore.

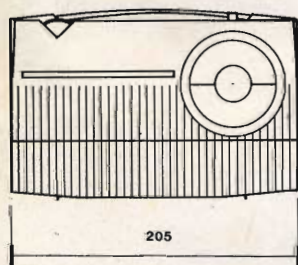
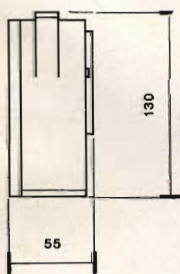
Il 31 Agosto sera al Palazzo dello Sport di Torino Franco De Piccoli, il Campione Olimpionico dei « pesi massimi », si è imposto al suo avversario Van Berkum, dimostrando una netta superiorità.

L'incontro è terminato dopo soli 115" per « fuori combattimento » di Van Berkum.

Il pubblico intervenuto per assistere allo « spettacolo » è rimasto un poco deluso per la breve durata del *match;* tuttavia il pugile italiano, che ora appartiene alla Colonia G.B.C., ha confermato ancora una volta di essere la « speranza » del nostro pugilato.

Il programma di De Piccoli per il futuro è d'incontrare Mazzola per il titolo italiano dei « massimi » sempre che guarisca della lussazione alla mano sinistra.

Nella foto Vi presentiamo lo stand della G.B.C. alla XXVII Mostra Nazionale della Radio e della Televisione di Milano.

AR/21

GBC

Radioricevitore supereterodina
portatile a transistor
per Onde Medie-Onde Lunghe.
6 Transistor + 1 diodo.
Altoparlante con magnete rinforzato
ad alto rendimento acustico.
Antenna in ferroxcube incorporata.
Presa auricolare.
Presa antenna esterna per auto.
Mobile in materia plastica antiurto.
Alimentazione con 2 pile da 6 Volt,
disposte in parallelo per ottenere
un'autonomia di circa 100 ore.
Peso: g 850.
Impiegando l'alimentatore I/601
funziona con rete luce.
Prezzo L. 22.500